

ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE
UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À
L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

COMME EXIGENCE PARTIELLE
À L'OBTENTION DE LA
MAÎTRISE EN GÉNIE ÉLECTRIQUE
M.ING

PAR
FRANÇOIS GIRARD

PERFORMANCES D'UN LIEN RADIO AÉRIEN

MONTREAL, MAI 2001

© droits réservés de François Girard

CE MÉMOIRE A ÉTÉ ÉVALUÉ

PAR UN JURY COMPOSÉ DE:

- M. François Gagnon, professeur-tuteur
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure
- M. Ammar B. Kouki, professeur
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure
- M. Patrick Champagne, V.P. Ing.
BAE Systems Canada Inc.

IL A FAIT L'OBJET D'UNE SOUTENANCE DEVANT JURY ET UN PUBLIC

LE 20 AVRIL 2001

À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

PERFORMANCES D'UN LIEN RADIO AÉRIEN

François Girard

Sommaire

La propagation des ondes électromagnétiques est affectée par plusieurs obstacles naturels et physiques. Malgré ces problèmes, l'utilisation de ce médium pour les communications sans fil ne cesse de croître. Le défi de transmettre de l'information à des vitesses plus élevées et à des distances plus éloignées qu'auparavant implique d'importants défis conceptuels au concepteur de système de communication d'aujourd'hui.

Ainsi, dans le cadre d'une commandite industrielle de la compagnie BAE Systems Canada Inc., une étude de faisabilité exposant les caractéristiques et les limites de fonctionnement d'une liaison terrestre avec un relais aérien a été achevée. Ce relais a comme objectif de doubler la portée d'une radio numérique programmable conçue pour des liaisons terrestres.

Ce rapport présente deux aspects de cette étude: le premier consiste en une analyse succincte du modèle de propagation théorique qui a été utilisé pour estimer les évanouissements selon plusieurs scénarios de propagation des ondes. Le second expose sept expériences effectuées en laboratoire avec la radio numérique programmable et un émulateur de canal multitrajet.

Les résultats des expériences indiquent que certaines modifications devraient être réalisées au récepteur de la radio pour obtenir des performances adéquates. Effectivement, le comportement des algorithmes de synchronisation semble inapproprié à une communication dans un canal à évanouissements dispersifs. Quelques solutions d'amélioration des performances du système sont ainsi proposées en fin de mémoire.

PERFORMANCES FOR AN AIRBORNE RADIO RELAY LINK

François Girard

Abstract

Microwave propagation influences the performances of wireless communications systems in several ways. Even though, the use of this medium is intense and continues to grow despite all these problems. The objective of transmitting at higher speed for longer distance involves several conceptual difficulties with the technology available today.

Within the framework of an industrial partnership with BAE Systems Canada Inc., this thesis presents a theoretical and a practical study aimed at doubling the length of the communication link between two ground fixed radio by an airborne relay.

First of all, a brief analysis of the theoretical propagation model which is used to estimate fade depth for high-altitude microwave radio relay link is described. Secondly, some measurements conducted in a laboratory environment with a programmable digital radio operating in a multipath fading communication channel simulator are presented.

The measurement results obtained indicate that some modifications should be implemented in the radio to obtain performances similar to a ground radio link. Some solutions to improve the performances are also presented.

REMERCIEMENTS

J'aimerais profiter de l'occasion pour remercier sincèrement mon directeur de maîtrise le Professeur François Gagnon pour sa confiance et son encadrement manifestés lors de ce projet. Je lui exprime toute ma gratitude pour sa richesse d'esprit et ses précieux conseils qui ont été inestimables.

Je voudrais autant remercier le Professeur Jean Belzile, le Professeur Naïm Batani, le professeur Ammar B. Kouki et le Dr. Sergey Loyka pour les mêmes considérations.

J'adresse également mes remerciements à la compagnie BAE Systems Canada Inc. pour avoir subventionné ce projet ainsi qu'aux employés de celle-ci qui ont collaboré à sa réalisation.

Finalement, je tiens à remercier toute ma famille et mes proches amis pour leur soutien exemplaire tout au long de mes études universitaires.

TABLE DES MATIÈRES

	Page
SOMMAIRE.....	I
ABSTRACT	II
REMERCIEMENTS	III
TABLE DES MATIÈRES.....	IV
LISTE DES TABLEAUX	VII
LISTE DES FIGURES	VIII
LISTE DES ABRÉVIATIONS ET DES SIGLES	X
INTRODUCTION.....	1
CHAPITRE 1: PRÉSENTATION DE LA RADIO NUMÉRIQUE	
PROGRAMMABLE.....	4
1.1 Introduction.....	4
1.2 Architecture de la radio numérique programmable	4
1.2.1 Le transmetteur	5
1.2.2 Le récepteur	7
1.3 Sous-systèmes sensibles aux évanouissements	9
1.3.1 Boucles de contrôle du gain de puissance	9
1.3.2 Boucles de recouvrement de l'horloge et de la porteuse	10
1.3.2.1 La boucle de recouvrement de l'horloge	11
1.3.2.2 La boucle de recouvrement de la porteuse	11
1.4 Performance d'erreur et spectre de la radio sur un lien terrestre	12
1.4.1 Spectre du signal émis	13
1.4.2 Marge d'évanouissement dispersif	13
1.4.3 Performance d'erreur.....	14

1.5	Conclusion	14
CHAPITRE 2: COMMUNICATIONS MICRO-ONDES MULTITRAJETS		15
2.1	Introduction.....	15
2.2	Les canaux multitrajets	15
2.2.1	Canal de Rice.....	16
2.2.2	Canal de Rayleigh.....	16
2.3	Paramètres de propagation d'un canal multitrajet	17
2.3.1	Atténuation	17
2.3.2	Délais	18
2.3.3	Étalement Doppler.....	18
2.4	Modèles de probabilité de perte du signal d'un système micro-onde	19
2.4.1	Le modèle de Barnett.....	19
2.4.2	Le modèle de Olsen-Segal.....	20
2.4.3	Le modèle pour lien satellite	21
2.5	Modèle à deux trajets.....	23
2.5.1	Terrain plat	23
2.5.2	Terrain accidenté	24
2.5.3	Terrain montagneux.....	25
2.6	Quelques résultats analytiques.....	26
2.7	Conclusion	28
CHAPITRE 3: RÉSULTATS DES EXPÉRIMENTATIONS		29
3.1	Introduction.....	29
3.2	Description de l'environnement de mesure	29
3.3	Fonctionnement de l'émulateur de canal	30
3.4	Performances de la radio dans un environnement multitrajet	33
3.4.1	Expérience 1	34
3.4.2	Expérience 2	36
3.4.3	Expérience 3	38
3.4.4	Expérience 4	40

3.4.5	Expérience 5	42
3.4.6	Expérience 6	44
3.4.7	Expérience 7	46
3.4.8	Analyse globales des résultats	48
3.5	Analyse des résultats expérimentaux combinés au modèle à deux trajets..	48
3.5.1	Exemples de quelques scénarios	49
3.6	Conclusion	51
CHAPITRE 4: SOLUTIONS D'AMÉLIORATION DES PERFORMANCES DU		
	SYSTÈME	52
4.1	Introduction.....	52
4.2	Changement du type de modulation	52
4.3	Boucles de contrôle automatique du gain	53
4.4	Égaliseur	54
4.5	Technique de codage et décodage avec entrelaceur	55
4.6	Changements des antennes du système	56
4.7	Conclusion	56
CONCLUSION		58
BIBLIOGRAPHIE		59

LISTE DES TABLEAUX

	Page
Tableau 2.1 Plage dynamique des paramètres de chaque modèle de propagation.....	22
Tableau 3.1 Paramètres de chaque trajet	31
Tableau 3.2 Paramètres d'émulation de deux canaux multitrajets amenant la radio dans l'état "Out-Of-Sync" pour une liaison terrestre avec un relais aérien, taux binaire = 8.192 Mbits/s	46
Tableau 3.3 Paramètres d'émulation de deux canaux multitrajets amenant la radio dans l'état "Out-Of-Sync" pour une liaison terrestre avec un relais aérien, taux binaire = 2.048 Mbits/s	47

LISTE DES FIGURES

	Page
Figure 1.1 Schéma bloc du transmetteur de la radio	5
Figure 1.2 Constellation des modulations QPSK et 32 QAM.....	6
Figure 1.3 Schéma bloc du récepteur de la radio	7
Figure 1.4 Schéma bloc d'un AGC analogique.....	9
Figure 1.5 Schéma bloc de la boucle de recouvrement de l'horloge	11
Figure 1.6 Schéma bloc de la boucle de recouvrement de la porteuse.....	12
Figure 1.7 Le masque	13
Figure 2.1 Scénario de terrain plat pour le modèle à deux trajets	24
Figure 2.2 Scénario de terrain accidenté pour le modèle à deux trajets	25
Figure 2.3 Scénario de terrain montagneux pour le modèle à deux trajets	25
Figure 2.4 Angle d'ouverture vs hauteur de l'antenne aérienne	27
Figure 2.5 Grandeur des évanouissements vs l'angle d'ouverture.....	27
Figure 3.1 Schéma bloc de l'environnement de mesure.....	30
Figure 3.2 Schéma bloc de l'émulateur de canal.....	30
Figure 3.3 Puissance des trajets direct et réfléchi produisant un taux d'erreur de 10 ⁻⁵ , taux binaire = 8.192 Mbits/s.....	34
Figure 3.4 Puissance des trajets direct et réfléchi produisant un taux d'erreur de 10 ⁻⁵ , taux binaire = 2.048 Mbits/s.....	35
Figure 3.5 Paramètres du trajet réfléchi amenant la radio dans l'état "Out-Of-Sync", taux binaire = 8.192 Mbits/s	36
Figure 3.6 Paramètres du trajet réfléchi amenant la radio dans l'état "Out-Of-Sync", taux binaire = 2.048 Mbits/s	37

Figure 3.7	Paramètres du trajet réfléchi amenant la radio dans l'état "Out-Of-Sync", taux binaire = 8.192 Mbits/s	38
Figure 3.8	Paramètres du trajet réfléchi amenant la radio dans l'état "Out-Of-Sync", taux binaire = 2.048 Mbits/s	39
Figure 3.9	Paramètres du trajet réfléchi amenant la radio dans l'état "Out-Of-Sync" lorsque la puissance du spectre varie selon une distribution de Rayleigh, 40	
Figure 3.10	Paramètres du trajet réfléchi amenant la radio dans l'état "Out-Of-Sync" lorsque la puissance du spectre varie selon une distribution de Rayleigh, 41	
Figure 3.11	Paramètres du trajet réfléchi produisant un taux d'erreur de 10^{-4} ,	42
Figure 3.12	Paramètres du trajet réfléchi produisant un taux d'erreur de 10^{-4} ,	43
Figure 3.13	Paramètres du trajet réfléchi amenant la radio de l'état "Out-Of-Sync" à "In-Sync", taux binaire = 8.192 Mbits/s	44
Figure 3.14	Paramètres du trajet réfléchi amenant la radio de l'état "Out-Of-Sync" à "In-Sync", taux binaire = 2.048 Mbits/s	45
Figure 3.15	Régions de performances de la radio pour le scénario 1.....	50
Figure 3.16	Régions de performances de la radio pour le scénario 2.....	51
Figure 4.1	Chaîne des AGC au récepteur	53
Figure 4.2	Diagramme d'un système de communication avec codage et entrelacement	56

LISTE DES ABRÉVIATIONS ET DES SIGLES

AGC	Automatic Gain Controller
CIC	Cascaded Integrator and Comb
dB	Décibel
DQPSK	Differential Quadrature Phase Shift Keying
DQT	Digital Quadrature Tuner
FIR	Finite Impulse Response
FPGA	Field Programmable Gate Array
GHz	Gigahertz
Hz	Hertz
I	Composante en phase
IF	Intermediate Frequency
kbits/s	Kilobits par seconde
km	Kilomètre
MHz	Mégahertz
Mbits/s	Mégabits par seconde
ms	Milliseconde
m/s	Mètre par seconde
PA	Power Amplifier
Q	Composante en quadrature
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RF	Radio Frequency
SRRC	Square Root Raised Cosine
TCM	Trellis Coded Modulation

INTRODUCTION

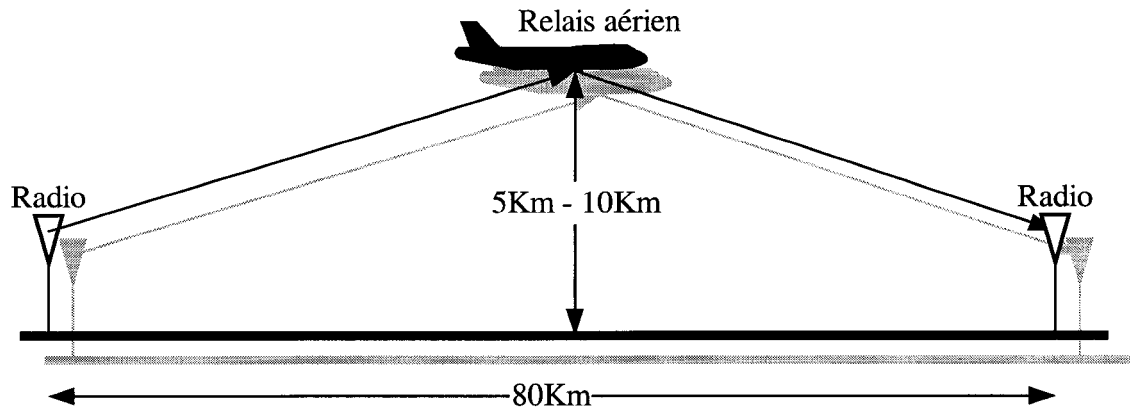
Les communications micro-ondes entre un mobile terrestre et un avion comportent plusieurs problèmes relatifs au milieu de propagation. Le signal reçu est composé de plusieurs ondes atténuées et retardées dans le temps, provoquant des évanouissements dispersifs. Ceux-ci entraînent une dégradation substantielle des performances d'un système de communication micro-ondes.

Ce projet présente une étude du comportement d'une radio numérique programmable à débit élevé pour une liaison aérienne. Une analyse de quelques expériences effectuées en laboratoire avec la radio et un émulateur de canal multitrajet sera exposée.

L'objectif du projet est d'établir les limites de fonctionnement d'une radio numérique programmable dans un canal multitrajet. Ces limites permettront par la suite d'établir les régions de performances satisfaisantes d'une communication terrestre avec un relais aérien.

La radio est utilisée actuellement pour des communications terrestres ayant une portée d'environ 40 km. Elle permet de transmettre de l'information à des taux allant de 256 kbits/s à 8.192 Mbits/s. Le projet consiste à doubler cette portée avec les mêmes taux binaires en utilisant deux scénarios de relais aérien. Le premier consiste en une retransmission de l'information par un avion suivant une trajectoire circulaire, d'environ 1 km de rayon, entre les deux radios. L'altitude de la trajectoire est d'environ 5 à 10 km tel qu'illustré sur la figure suivante. Le deuxième scénario utilise un avion empruntant

une trajectoire circulaire autour des deux radios avec un rayon d'environ 80 km à une altitude allant jusqu'à 20 km.



L'objectif du projet est atteint en deux étapes. La première consiste à faire une étude analytique des scénarios de communications micro-ondes en utilisant un modèle de propagation multitrajet. Ce modèle permettra d'établir les bornes théoriques de propagation sous divers types d'environnements.

La seconde comprend l'étude expérimentale des limites de fonctionnement de la radio numérique programmable dans un canal multitrajet. Cette étude est effectuée par l'analyse d'expériences utilisant la radio et un émulateur de canal.

Ce mémoire expose les résultats analytiques et expérimentaux du projet pour les deux scénarios de communication envisagés. Sept expériences en laboratoire ont été effectuées et sont analysées. Ce travail contribue ainsi à déterminer les limites de fonctionnement de la radio dans un contexte de propagation multitrajet pour une liaison aérienne.

Voici une présentation du contenu de ce mémoire.

Le chapitre 1 aborde une étude succincte de la radio numérique programmable utilisée lors des expériences en laboratoire. L'architecture globale de celle-ci et les sous-systèmes pouvant être affectés par le phénomène multitrajet sont expliqués.

Le chapitre 2 se divise en deux sections. La première expose la théorie relative aux canaux multitrajets. La seconde est une introduction aux modèles analytiques de perte du signal qui ont été considérés. Le modèle retenu est décrit plus en détail avec quelques exemples relatifs aux scénarios du projet.

Le chapitre 3 présente les résultats expérimentaux. Les manœuvres effectuées lors de chaque expérience sont décrites, suivies d'une analyse des résultats. Deux scénarios sont ensuite étudiés par une illustration des régions de performances satisfaisantes.

Le chapitre 4 propose quelques solutions permettant d'améliorer les performances de la radio en présence d'évanouissements dispersifs. Ces solutions impliquent quelques modifications au récepteur de la radio numérique programmable.

CHAPITRE 1

PRÉSENTATION DE LA RADIO NUMÉRIQUE PROGRAMMABLE

1.1 Introduction

Ce chapitre décrit la radio numérique programmable qui fut utilisée lors des expériences en laboratoire. L'architecture globale de la radio ainsi que quelques caractéristiques techniques sont présentées. Les sous-systèmes de la radio, sensibles au phénomène de propagation multitrajet, sont ensuite expliqués. Quelques résultats de performance d'erreur sont également inclus pour une liaison terrestre, afin d'établir un point d'assise aux résultats du chapitre 3 où l'on évalue les résultats utilisant une émulation de la liaison aérienne.

1.2 Architecture de la radio numérique programmable

La radio numérique programmable fut conçue originellement pour des communications micro-ondes fixes terrestres ayant une portée maximale d'environ quarante kilomètres. La transmission peut s'effectuer dans les bandes de fréquences suivantes: bande 1 (225-400 MHz) et bande 3+ (1350-2690 MHz).

Deux types de modulation numérique sont utilisés en fonction du débit binaire: une modulation de phase en quadrature QPSK pour les taux 256 et 512 kbits/s, ainsi qu'une modulation d'amplitude en quadrature codée en treillis 32 QAM TCM pour les taux 768, 1024, 1536, 1544, 2048, 4096 et 8192 kbits/s. Une parité de 64 kbits/s est ajoutée à chaque taux pour la synchronisation et l'encryption des trames envoyées.

Les deux sections suivantes expliquent sommairement le traitement du signal au transmetteur et au récepteur.

1.2.1 Le transmetteur

L'architecture du transmetteur se divise en trois parties: le traitement du signal en radio fréquence RF, en fréquence intermédiaire IF et en bande de base. La figure 1.1 illustre le schéma bloc de ces trois parties:

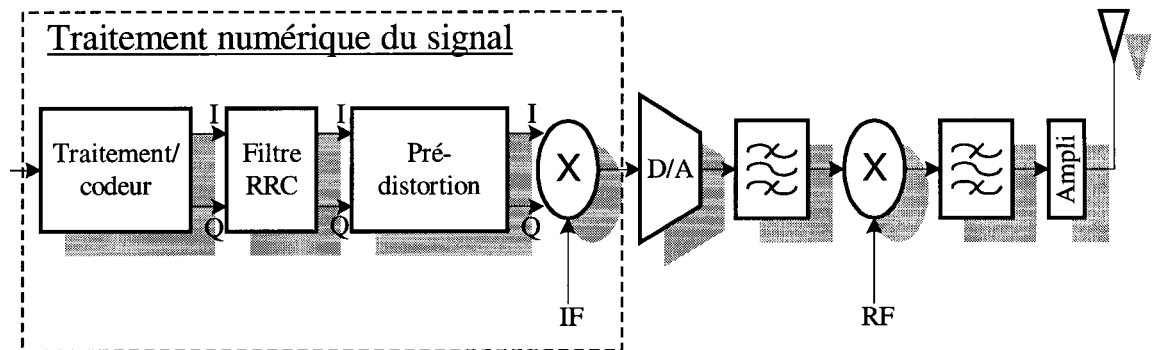


Figure 1.1 Schéma bloc du transmetteur de la radio

Le traitement du signal en bande de base est entièrement numérique. Il est effectué selon les quatre étapes suivantes:

Premièrement, le signal est codé selon le type de modulation. Les modulations QPSK et 32 QAM TCM transmettent respectivement 2 et 5 bits par unité de temps. Le symbole résultant est ensuite assigné à un point de la constellation en deux dimensions, exprimé par les composantes en phase et en quadrature I et Q. La figure 1.2 illustre les constellations pour les modulations QPSK et 32 QAM.

Deuxièmement, les signaux I et Q sont filtrés par un filtre de mise en forme. Le spectre alloué pour la transmission d'un signal numérique est généralement petit. Il faut donc limiter la bande de fréquence utilisée pour ne pas perturber les canaux adjacents. La fonction de transfert de ce filtre est du type racine du cosinus surélevé (SRRC,

“Squared-Root Raised Cosine”). Elle est modélisée numériquement par un filtre à réponse impulsionnelle finie FIR.

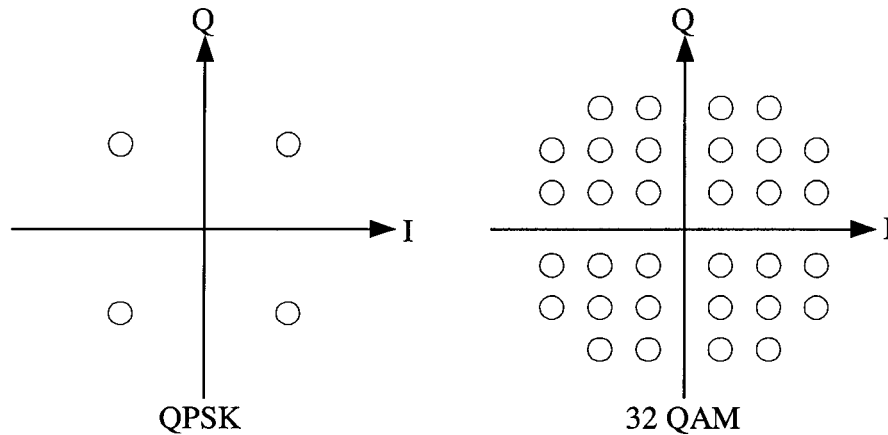


Figure 1.2 Constellation des modulations QPSK et 32 QAM

Troisièmement, une distorsion d’amplitude et de phase est appliquée aux signaux I et Q. La puissance de transmission requise doit souvent être employée dans les régions non-linéaires de l’amplificateur de puissance PA. Ainsi, une prédistorsion du signal est nécessaire afin de compenser les distorsions obtenues après amplification.

Quatrièmement, la somme des signaux I et Q est modulée par une fréquence intermédiaire selon une technique de multiplexage temporelle.

L’étage du traitement du signal en fréquence intermédiaire, quant à lui, comporte deux éléments: le convertisseur numérique/analogique et le filtre passe-bande. Ce filtre est essentiel afin d’éliminer les images obtenues après la conversion.

L’étage radio fréquence termine le traitement du signal au transmetteur. Le signal IF est modulé par une porteuse en radio fréquence. Il est ensuite filtré par un filtre passe-bande pour éliminer les produits d’inter-modulation. Il est finalement amplifié par l’amplificateur de puissance.

1.2.2 Le récepteur

Le récepteur comporte deux sections de traitement du signal: la section du traitement analogique et la section du traitement numérique qui sont illustrés sur la figure 1.3. La section analogique haute fréquence retire le signal désiré du spectre fréquentiel et contrôle l'amplitude de celui-ci sur une plage dynamique préétablie. La section numérique procède au recouvrement de l'horloge et de la porteuse, à la démodulation, et au décodage des signaux reçus. La figure suivante illustre le schéma bloc du récepteur:

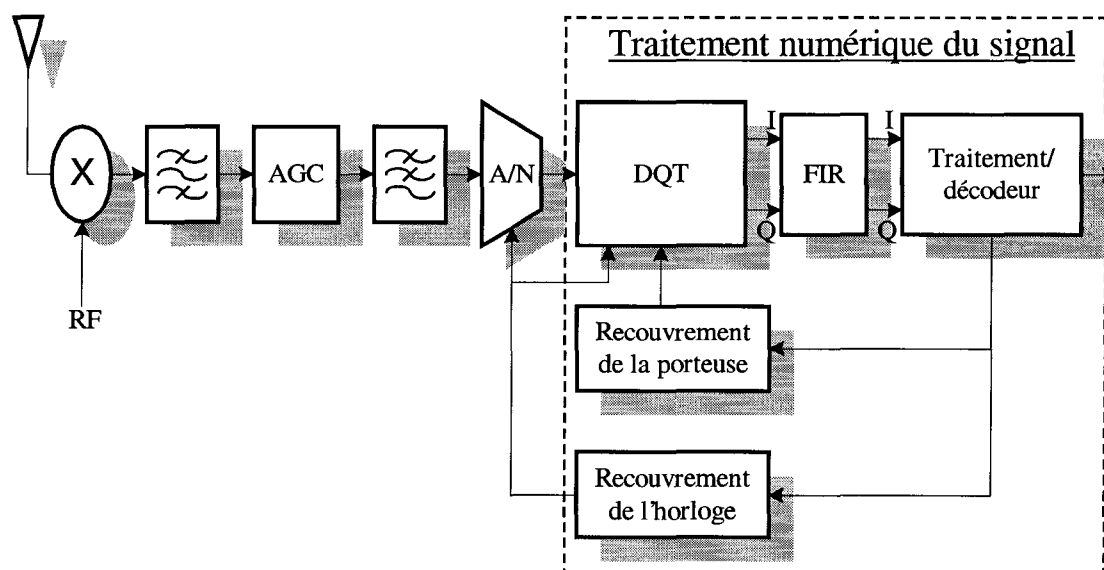


Figure 1.3 Schéma bloc du récepteur de la radio

Le traitement du signal de la section analogique haute fréquence est effectué comme suit. Le signal capté par l'antenne réceptrice est d'abord converti à la fréquence intermédiaire puis filtré afin d'éliminer les canaux adjacents. Il est ensuite traité par le contrôleur automatique du gain, AGC "Automatic Gain Control". Cet AGC permet de suivre les variations du signal dues aux perturbations aléatoires du canal. Le signal est finalement converti en numérique.

Le traitement du signal numérique s'effectue par 3 circuits programmables: le DQT, le FIR, ainsi qu'une puce de type FPGA "Field Programmable Gate Array". Ce dernier, en plus de contrôler les deux autres circuits à utilisations générales, fournit toutes les fonctions spécifiques à la démodulation: détection des signaux, recouvrement de l'horloge, de la porteuse, pré et post-traitement pour le décodeur de Viterbi.

Une fois le signal converti, il est traité par le démodulateur en quadrature numérique DQT "Digital Quadrature Tuner". Le DQT est une puce numérique où certains paramètres de fonctionnement sont programmables. Elle contient un circuit de démodulation, un synthétiseur de fréquence, un AGC ainsi qu'un filtre de type CIC "Cascaded Integrator and Comb". Le CIC est un filtre passe-bas comportant une série d'intégrateurs et de différentiateurs en série subdivisée par un décimateur. Ainsi, le signal est démodulé par une fréquence intermédiaire contrôlée par le synthétiseur de fréquence. Il est ensuite ajusté en amplitude par l'AGC. Il est finalement filtré par le CIC pour atténuer les canaux adjacents ayant des niveaux de puissance très élevés.

Le FIR est également un circuit numérique permettant d'optimiser le filtrage du canal. Il s'agit de plusieurs filtres à réponse impulsionnelle finie fonctionnant en parallèle. Tous les coefficients sont programmables. Le filtre permettant d'obtenir la plus faible erreur quadratique moyenne est sélectionné.

Le bloc traitement/décodeur effectue l'interprétation des signaux I et Q dans la constellation, avec la même assignation faite au transmetteur, et décode le signal résultant en utilisant l'algorithme de Viterbi. L'utilisation de ce type de décodeur permet d'améliorer de quelques dB l'immunité du système au bruit thermique.

Les blocs de recouvrement de la porteuse et de l'horloge sont décrits à la section suivante. Ces deux boucles de synchronisation méritent une attention particulière pour mieux interpréter les performances de la radio dans un environnement multitrajet.

1.3 Sous-systèmes sensibles aux évanouissements

Le récepteur d'un système de communication micro-ondes comprend plusieurs sous-systèmes sensibles aux variations du canal. Ceux-ci peuvent grandement diminuer les performances de la radio. Effectivement, plus le signal varie rapidement, plus la synchronisation s'effectue difficilement. Cette section présente deux sous-systèmes fondamentaux: les boucles de contrôle du gain de puissance, et les boucles de recouvrement de l'horloge et de la porteuse.

1.3.1 Boucles de contrôle du gain de puissance

Les boucles de contrôle du gain de puissance représentent le premier sous-système pouvant être influencé par les évanouissements dans la chaîne de réception. L'objectif de ces boucles est d'obtenir une amplitude stable en corrigeant les variations temporelles d'amplitude du signal d'entrée. Cette stabilité d'amplitude est particulièrement importante lors de la démodulation d'un signal QAM.

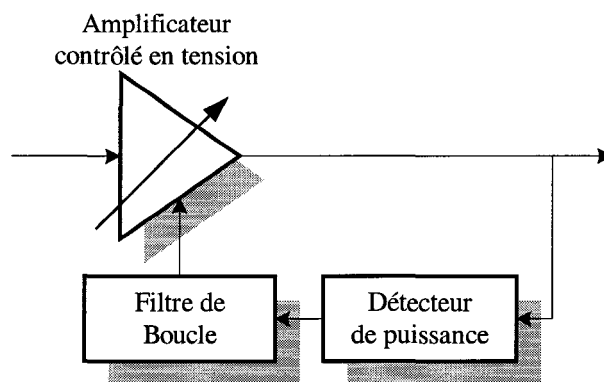


Figure 1.4 Schéma bloc d'un AGC analogique

Le comportement d'un AGC peut être expliqué en observant la figure 1.4. Celui-ci est entièrement analogique et comprend les trois composantes suivantes: un amplificateur contrôlé en tension, un détecteur de puissance, et un filtre de boucle.

Le fonctionnement est le suivant: le détecteur de puissance détecte les variations d'amplitude, et envoie une commande sous forme de tension rectificatrice permettant à l'amplificateur de compenser les évanouissements.

La radio numérique programmable comporte trois AGC au récepteur. Le premier est analogique et se situe avant la démodulation en haute fréquence. Il permet de corriger les variations lentes du canal, sa constante de temps de correction étant très grande. Le deuxième, illustré sur la figure 1.3, est situé entre la démodulation haute fréquence et la conversion analogique/numérique. Le circuit de correction est numérique. Le filtre de boucle et l'amplificateur sont, quant à eux, analogiques. La constante de temps de correction est d'environ 2 ms. Le troisième, situé dans le DQT, est requis pour atténuer le gain introduit par le filtre CIC lors de l'utilisation d'un taux de décimation élevé. Sa constante de correction est équivalente à celle du deuxième AGC. Tous ces contrôles du gain sont nécessaires pour tenir compte de la présence et l'élimination progressive de canaux adjacents très puissants.

En conclusion, les variations d'amplitude du signal reçu sont rectifiées tout au long de la chaîne de réception. Le fonctionnement efficace de ces boucles est indispensable au processus de démodulation.

1.3.2 Boucles de recouvrement de l'horloge et de la porteuse

Les boucles de recouvrement de l'horloge et de la porteuse constituent le deuxième sous-système sensible aux évanouissements. Ces deux boucles sont le moteur principal de la démodulation cohérente implantée dans la radio.

1.3.2.1 La boucle de recouvrement de l'horloge

La boucle de recouvrement de l'horloge est utilisée pour synchroniser l'horloge, générée au récepteur, avec celle émise par le transmetteur. Cette synchronisation est importante afin de déterminer avec exactitude le début de chaque symbole reçu dans le temps. L'horloge résultante est utilisée pour générer toute une série d'autres horloges synchrones pour piloter le convertisseur analogique/numérique, ainsi que plusieurs autres sous-systèmes.

Son fonctionnement est le même que pour une boucle à verrouillage de phase. La figure 1.5 illustre le diagramme bloc de cette boucle entièrement numérique. Le DQT démodule le signal reçu avec la porteuse, en signaux I et Q. Le détecteur à maximum de vraisemblance détecte l'avance ou le retard de phase des deux signaux en quadrature, et envoie une valeur rectificatrice à l'oscillateur contrôlé numériquement.

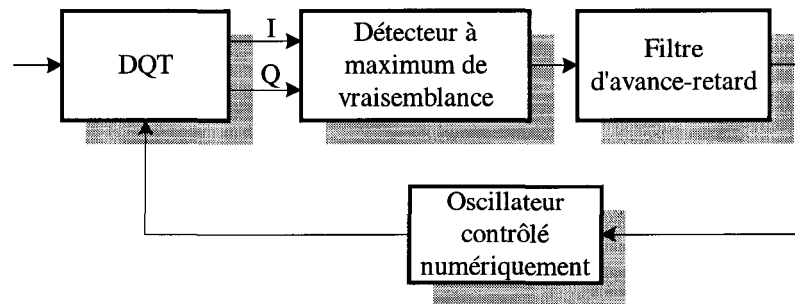


Figure 1.5 Schéma bloc de la boucle de recouvrement de l'horloge

La constante de correction varie selon le taux de symbole afin d'obtenir une synchronisation efficace pour tous les débits binaires.

1.3.2.2 La boucle de recouvrement de la porteuse

La boucle de recouvrement de la porteuse est utilisée pour synchroniser la fréquence porteuse, générée au récepteur, avec celle du signal reçu. Cette dernière peut

varier dans le temps pour plusieurs raisons: l'étalement Doppler, les imperfections des oscillateurs de l'étage haute fréquence, ainsi que les caractéristiques intrinsèques de la modulation QAM. Ce sont tous des problèmes provoquant des déviations de fréquences pouvant atteindre plusieurs kHz. La sensibilité de cette boucle a par conséquent un impact majeur sur les circuits de démodulation. Le diagramme bloc de cette boucle numérique est illustré sur la figure 1.6.

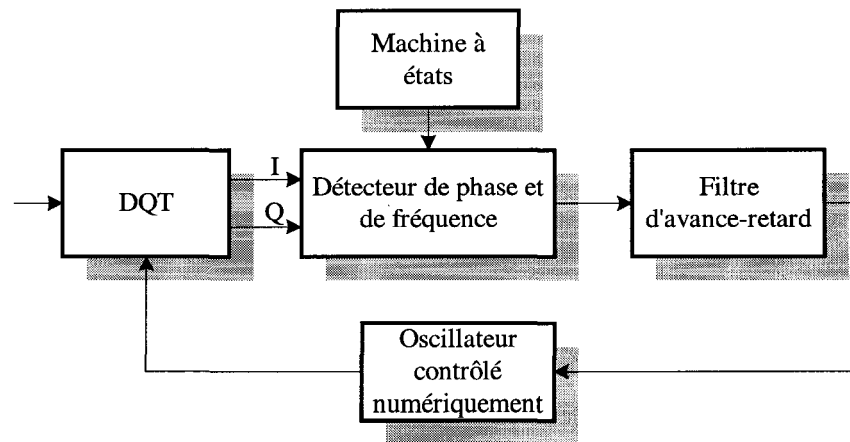


Figure 1.6 Schéma bloc de la boucle de recouvrement de la porteuse

Le fonctionnement est semblable à la boucle de synchronisation de l'horloge. Les signaux I et Q sont analysés par un détecteur relativement complexe afin de retrouver l'erreur de fréquence et de phase. Une valeur rectificatrice est ensuite envoyée à l'oscillateur contrôlé numériquement pour ajuster la fréquence porteuse générée. Une machine à états est employée pour contrôler les modes d'acquisition et de poursuite. La constante de temps de cette boucle est également variable en fonction du débit binaire.

1.4 Performance d'erreur et spectre de la radio sur un lien terrestre

Pour finaliser ce chapitre d'introduction à la radio numérique programmable, cette section présente les performances d'erreur, ainsi que les caractéristiques d'émission haute fréquence pour un lien terrestre.

1.4.1 Spectre du signal émis

Plusieurs propriétés d'émission du signal doivent être respectées afin de ne pas empiéter sur les canaux adjacents. Le spectre du signal transmis doit être borné par un masque illustré sur la figure 1.7. Les valeurs correspondant aux fréquences f_1 et f_2 , expliquées en [1], sont fonction du débit binaire. La puissance permise entre celles-ci permet d'inclure les produits d'inter-modulation du PA. La prédistorsion implantée au transmetteur permet de diminuer les épaules du spectre pour être conforme au masque.

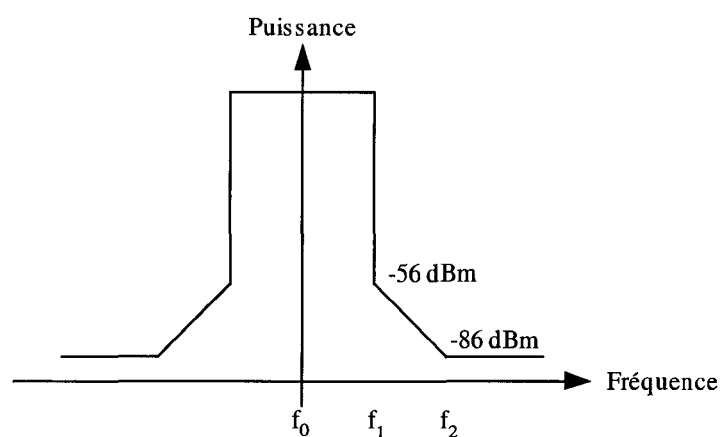


Figure 1.7 Le masque

1.4.2 Marge d'évanouissement dispersif

L'effet de dispersion due aux évanouissements sélectifs en fréquence est caractérisé par la marge d'évanouissement sélectif "Dispersive Fade Margin" où les dégradations de performances sont davantage causées par les déformations du signal que par le bruit additif [2]. Cette valeur détermine la marge d'évanouissement admissible tout en conservant un seuil de performance supérieur à une valeur quelconque. Le calcul de cette marge est réalisé sur la largeur de bande complète du signal en utilisant un appareil émulant le modèle de Rummier. Celui-ci illustre la propagation de trois trajets incluant une ligne en vue directe entre l'émetteur et le récepteur. La marge de la radio numérique

programmable discutée dans ce chapitre est de 55 dB en considérant un taux d'erreurs binaire de 10^{-5} .

1.4.3 Performance d'erreur

Les performances de la radio, décrites ci-contre, reproduisent une communication micro-onde dans un canal gaussien. Les mesures effectuées en laboratoire diffèrent légèrement pour tous les taux binaires. Cependant, un constat général peut être exprimé: le rapport signal à bruit (E_b/N_0) maximum nécessaire est de 12 dB pour un taux d'erreur binaire supérieur ou égal à 10^{-5} .

1.5 Conclusion

Ce chapitre a présenté la chaîne de transmission et de réception de la radio numérique programmable. Une attention spéciale a été apportée aux deux sous-systèmes sensibles aux évanouissements: les boucles de contrôle du gain de puissance et les boucles de synchronisation de l'horloge et de la porteuse. L'efficacité de ces boucles est particulièrement importante pour obtenir une démodulation cohérente. Finalement, le spectre du signal transmis ainsi que les performances globales de la radio ont été présentés.

CHAPITRE 2

COMMUNICATIONS MICRO-ONDES MULTITRAJETS

2.1 Introduction

Ce chapitre expose la théorie nécessaire à la compréhension des résultats expérimentaux. La première partie présente les canaux dispersifs ainsi que les paramètres de propagation de l'onde électromagnétique qui seront émulsés lors des expériences en laboratoire. La deuxième partie porte sur les modèles permettant d'évaluer les probabilités de perte du signal d'un système de communication micro ondes. Une brève description des résultats analytiques du modèle retenu est également présentée.

2.2 Les canaux multitrajets

Le milieu de propagation des ondes électromagnétiques comporte souvent plusieurs obstacles nuisant à la transmission de l'information. Ceux-ci peuvent être d'origine physique tel que les édifices, montagnes, gratte-ciel ou encore le sol. Ces obstacles causes des diffractions, réflexions et réfractions des ondes contribuant à la dégradation du signal émis. Un canal multitrajet est caractérisé par la propagation de plusieurs ondes dans l'espace entre l'émetteur et le récepteur. Ainsi, le signal reçu est composé de la somme de l'onde transmise et des ondes réfléchies. Plusieurs types de canaux multitrajets furent développés afin de considérer les différents milieux de propagation existants. Deux de ces canaux émulsés lors des expériences pratiques, le canal de Rice et le canal de Rayleigh, sont présentés dans cette section.

2.2.1 Canal de Rice

Le canal de Rice est caractérisé par la propagation d'une onde directe et de plusieurs ondes réfléchies entre l'émetteur et le récepteur. La réponse impulsionnelle $R(t)$ de ce canal, en négligeant le déplacement Doppler, peut être exprimée par la formule suivante:

$$R(t) = \delta(t) + \sum_{i=1}^N A_i(t) \delta(t - \tau_i(t)) \quad (2.1)$$

où l'amplitude du trajet direct est normalisée à 1 suivi de N trajets ayant chacun une amplitude A_i et un délai τ_i .

Le comportement statistique de l'enveloppe du signal reçu est exprimé par la loi de Rice. Celle-ci est décrite par la fonction de densité de probabilité $P(r)$ suivante:

$$P(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \cdot e^{-\left(\frac{r^2 + \alpha^2}{2\sigma^2}\right)} \cdot I_0\left(\frac{r \cdot \alpha}{\sigma^2}\right), & r \geq 0 \\ 0, & r < 0 \end{cases} \quad (2.2)$$

où r est l'enveloppe du signal reçu, α^2 est la puissance moyenne de la composante directe, σ^2 est la puissance moyenne des composantes réfléchies et I_0 est la fonction de Bessel du premier ordre modifié. Il est à noter que ce modèle stochastique considère l'indépendance statistique des paramètres de chaque trajet. Les propriétés de cette loi sont abondamment éditées dans la littérature scientifique et tout particulièrement en [3].

2.2.2 Canal de Rayleigh

Le canal de Rayleigh est un cas particulier du canal de Rice par le fait qu'il ne comporte pas de composante directe. Ainsi, l'enveloppe du signal résultant comporte seulement des composantes réfléchies. Ce canal caractérise essentiellement les milieux

urbains, tel le centre-ville de Montréal, où le signal reçu est composé des réflexions du signal émis sur les édifices et les gratte-ciels. De ce fait, en partant de la formule (2.2) et en éliminant la composante directe α , on obtient la loi de Rayleigh. L'enveloppe du signal résultant est obtenue par la fonction de densité de probabilité suivante:

$$P(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} e^{-\left(\frac{r^2}{2\sigma^2}\right)}, & r \geq 0 \\ 0, & r < 0 \end{cases} \quad (2.3)$$

2.3 Paramètres de propagation d'un canal multitrajet

Plusieurs facteurs affectent la propagation de l'onde électromagnétique dans l'espace libre tel la densité de la pluie, les conditions météorologiques et le coefficient de réflexion des fenêtres sur les édifices. Ainsi, le mécanisme de dégradation du signal transmis peut être exprimés par les trois paramètres de propagation fondamentaux suivant: l'atténuation, le délai et le déplacement Doppler.

2.3.1 Atténuation

L'atténuation d'un signal transmis dans l'espace libre est principalement fonction de la distance parcourue. Le mécanisme de perte d'amplitude exprimée en dB est décrit par l'équation suivante [2]:

$$P_D = 20 \log(f) + 20 \log(D) + 92.4 \quad (2.4)$$

où f est la fréquence porteuse en GHz et D est la distance parcourue en km. Dans le cas d'un signal réfléchi, le coefficient de réflexion et la distance du trajet contribue à l'atténuation du signal. Le coefficient de réflexion est décrit comme suit:

$$C_R = \rho e^{j\varphi} \quad (2.5)$$

où ρ et φ sont la perte d'amplitude et le changement de phase respectivement. Ces valeurs dépendent de la polarisation d'antenne, l'angle d'incidence, la constante diélectrique du sol et la longueur d'onde du signal transmis [2].

2.3.2 Délais

Le délai de transmission entre l'émetteur et le récepteur est également causé par la distance parcouru. L'onde électromagnétique se propageant à la vitesse de la lumière dans l'air, le délai est obtenu par la formule suivante:

$$\Delta t = \frac{\text{Distance}}{\text{Vitesse de propagation}} = \frac{D}{3 \cdot 10^8} \quad (2.6)$$

où D est la distance parcourue du trajet en mètre et le résultat en seconde.

2.3.3 Étalement Doppler

Le déplacement Doppler caractérise la déviation de fréquence de la porteuse lorsqu'une des sources est en mouvement. Il est exprimé en fonction de la vitesse du mobile v en m/s, de la fréquence porteuse f_p en Hz, ainsi que de la vitesse de la lumière $c = 3 \cdot 10^8$ m/s.

$$f_d = \frac{v \cdot f_p}{c} \quad (2.7)$$

L'étalement Doppler, quant à lui, représente l'étalement fréquentiel du signal reçu. Dans le cas d'un mobile recevant une porteuse sur une antenne fouet verticale, la réponse fréquentielle résultante est caractérisée par la formule suivante:

$$R(f) = \begin{cases} -\sqrt{\frac{2\sigma^2}{2\pi \cdot f_d} \left[1 - \left(\frac{f - f_p}{f_d} \right)^2 \right]}, & f \leq |f_p \pm f_d| \\ 0, & f > |f_p \pm f_d| \end{cases} \quad (2.8)$$

où $2\sigma^2$ représente la puissance moyenne du signal, f_p est la fréquence porteuse et f_d est le déplacement Doppler.

2.4 Modèles de probabilité de perte du signal d'un système micro-onde

La planification d'un système de communication micro-ondes nécessite généralement un modèle de propagation des ondes électromagnétiques. Ainsi, il est possible d'obtenir la probabilité de perte du signal en fonction de la marge d'évanouissement maximum ou vice-versa. Un tel modèle s'avère primordial afin d'évaluer la faisabilité théorique d'un système.

La littérature scientifique dénombre quelques modèles pour les communications micro-ondes satellites et terrestres. Ces modèles permettent de prédire la distribution des évanouissements dispersifs dans une bande de fréquence en présence de conditions climatiques variables. Par contre, aucun ne possède tous les facteurs pouvant contribuer au phénomène d'évanouissement d'une liaison aérienne. De ce fait, l'utilisation d'un nouveau modèle de propagation, récemment développé à l'École de Technologie Supérieure (ÉTS), fut choisi. Celui-ci tient compte de tous les facteurs importants permettant d'évaluer la marge d'évanouissement maximum d'une liaison aérienne.

Le texte qui suit donne une brève description des modèles existants qui ont été considéré ainsi qu'une explication du modèle retenu avec quelques résultats théoriques.

2.4.1 Le modèle de Barnett

Le modèle de Barnett [4], développé au début des années 70 par William T. Barnett à "Bell Laboratories", fut l'un des premiers modèle empirique pour calculer la probabilité de panne d'un lien micro-onde terrestre. Ce modèle fut dérivé à partir de

plusieurs mesures effectuées aux États-Unis sur des systèmes ayant les caractéristiques données au tableau 2.1.

Ce modèle ne fut pas retenu car il néglige quelques paramètres essentiels à une liaison aérienne. L'inclinaison du trajet des ondes ainsi que le patron et la polarisation d'antenne ne sont pas considérés. Ces paramètres, étant très différents pour une liaison terrestre, contribuent substantiellement au phénomène d'évanouissement. De plus, chaque mesure de perte du signal fut prise lors d'évanouissements supérieurs à 20 dB. Ainsi ce modèle ne convient pas pour une marge d'évanouissement de 10 dB spécifiée dans le budget de liaison du projet.

2.4.2 Le modèle de Olsen-Segal

Le modèle de Olsen-Segal [5] est une amélioration du modèle empirique de Barnett. Il fut développé au centre de recherche des communications du Canada dans les années 1990. Il tient compte d'un plus grand nombre de mesures effectuées à travers le monde. Elles furent prises sur des liens terrestres ayant des distances de 10 à 140 km avec des fréquences porteuses allant de 120 MHz à 37 GHz. La liste complète des paramètres est présentée au tableau 2.1. La formule empirique est la suivante:

$$P = K \cdot d^{3.6} \cdot f^{0.89} \left(1 + 10^3 |\varepsilon|\right)^{-1.4} 10^{-A/10} \quad (2.9)$$

Cette formule exprime la probabilité de ne pas obtenir d'évanouissements supérieurs à une marge A en dB. La fréquence porteuse f en GHz, la distance de portée d en km, l'inclinaison du trajet ε en radians ainsi qu'un facteur géoclimatique K sont considérés. Ce dernier est obtenu avec la formule suivante en considérant une valeur G en dB indiquant le type de climat.

$$K = 10^{(G/10 - 5.7)} \quad (2.10)$$

Ce modèle est valide pour des évanouissements supérieurs à 20 dB. Une procédure d'interpolation, décrite en [6], doit être utilisée pour des évanouissements inférieurs à 20

dB. Il est également possible de calculer la marge d'évanouissement requise pour une probabilité de perte du signal donné en évaluant la fonction inverse du résultat d'interpolation.

Malgré les grandeurs relatives de certains paramètres d'une liaison terrestre tel que l'inclinaison du trajet, le patron et la polarisation d'antenne, ce modèle peut être utilisé afin d'évaluer uniquement la contribution des réflexions terrestres aux évanouissements pour une liaison aérienne.

2.4.3 Le modèle pour lien satellite

Le troisième modèle intitulé "ITU-R Model for Earth-to-Space Path [7]" a été principalement développé pour les systèmes de communications satellites avec des fréquences porteuses de l'ordre du GHz. À ces fréquences, la propagation des ondes est influencée par des phénomènes atmosphériques tel que la pluie, les nuages, le brouillard et la dépolarisation. La formule empirique du modèle permet de calculer la grandeur maximum des évanouissements pouvant être observé en fonction d'une probabilité de perte du signal donné. Une étude approfondie des résultats publiés démontre que les évanouissements observés sont de l'ordre de 10 à 15 dB.

Une des limites importantes de ce modèle provient des antennes. Celles-ci sont très directionnelles et possèdent un angle d'ouverture inférieure à 1 degré. Les évanouissements sont donc principalement dus aux effets atmosphériques et les réflexions terrestres ne sont pas considérés. Le tableau 2.1 présente les limites de chaque paramètre pour les modèles de propagation non-retenu.

En somme, plusieurs phénomènes physiques sont responsables des évanouissements: la propagation multitrajet, les conditions atmosphériques et bien d'autres. Les analyses détaillées des mesures de propagation ainsi que des modèles

empiriques pour la prédiction des pertes de signal dues aux évanouissements démontrent que les réflexions terrestres contribuent substantiellement dans plusieurs cas. Aucun de ces modèles, Olsen-Segal ainsi que ITU-R, ne peuvent être appliqué sur un système de communication aérien pour plusieurs raisons. Premièrement, ces modèles sont applicables à des communications terrestres et spatiales respectivement. Deuxièmement, le patron d'ouverture d'antenne d'une liaison terrestre (quelques degrés) ainsi que d'une liaison satellite (< 1 degré) est amplement inférieur à une liaison aérienne (10 degrés et plus). Troisièmement, le modèle Olsen-Segal est limité à des trajets d'élévation de quelques degrés, ce qui est inférieur aux exigences d'une liaison aérienne. Quatrièmement, la propagation des ondes pour une liaison satellite passe au travers la couche troposphérique et ionosphérique, ce qui n'est pas le cas pour une liaison aérienne. Finalement, les fréquences porteuses d'une liaison satellite sont habituellement beaucoup plus grandes que pour une liaison aérienne et, conséquemment, les phénomènes de propagation sont différents.

Tableau 2.1

Plage dynamique des paramètres de chaque modèle de propagation

Paramètres	Modèles de propagation		
	Barnett	Olsen-Segal	ITU-R
Marge d'évanouissement	≥ 20 dB	aucune limite	aucune limite
Fréquence	4 à 11 GHz	120 MHz à 37 GHz	1 à 100 GHz
Distance	32 à 64 Km	10 à 140 Km	-
Inclinaison du trajet	-	≤ 2 degrés	aucune limite
Patron d'antenne	-	implicite	≤ 1 degré
Polarisation	-	-	-
Facteur géoclimatique	valeur mesurée	valeur mesurée	Remplacé par température et humidité moyenne mensuelle

2.5 Modèle à deux trajets

Le modèle à deux trajets [8] fut développé à l'ÉTS par le Dr Sergey Loyka. Il tient compte de tous les paramètres pouvant affecter la propagation des ondes d'un véhicule terrestre à un avion. Les formules théoriques sont basées sur une analyse géométrique d'un trajet direct ainsi que d'un trajet réfléchi.

Cette section du mémoire expose brièvement trois cas de propagation en considérant différent type de terrain. Dans les trois cas, la transmission des ondes se produit de l'antenne directionnelle terrestre vers l'antenne omnidirectionnelle de l'avion. De plus, tous les résultats analytiques donnés ici sont développés en fonction d'une polarisation verticale. Les résultats analytiques ont démontré qu'en utilisant une polarisation horizontale, on obtient des performances très médiocres.

2.5.1 Terrain plat

Le premier cas considère la réflexion de l'onde réfléchie sur un terrain plat. La figure 2.1 illustre la propagation dans l'espace du trajet direct et réfléchi. L'amplitude de l'onde reçue est caractérisée par la formule suivante:

$$A_{total} = A_D + A_R \cdot e^{j\Delta\varphi} \quad (2.11)$$

où A_D et A_R sont les amplitudes directe et réfléchie respectivement ayant une différence de phase $\Delta\varphi$. L'amplitude minimum reçu $A_{min} = A_D - A_R$ survient lorsque $\Delta\varphi = \pi$. Il est ainsi possible de calculer la grandeur de l'évanouissement maximum E en utilisant la formule suivante:

$$E = 20 \log \left(\frac{A_D}{A_{min}} \right) = 20 \log \left(1 - \frac{A_R}{A_D} \right)^{-1} \quad (2.12)$$

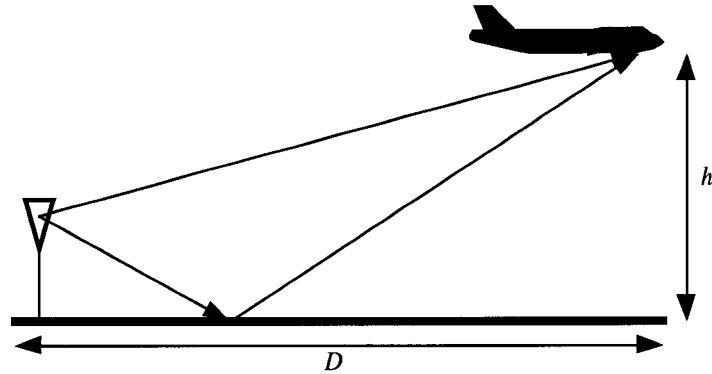


Figure 2.1 Scénario de terrain plat pour le modèle à deux trajets

En développant les équations géométriques de propagation des deux trajets, on obtient l'équation suivante pour trouver l'évanouissement maximum lorsque le trajet réfléchi est déphasé de 180 degrés:

$$E \approx \frac{D}{2 \cdot h \cdot \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.13)$$

où D est la distance terrestre d'éloignement de l'avion par rapport à l'antenne terrestre, ϵ_r est la permittivité relative du sol et h est la hauteur de l'avion. On observe donc que les évanouissements augmentent pour de grande distance d'éloignement et lorsque l'avion diminue en altitude.

2.5.2 Terrain accidenté

Le deuxième cas examine la propagation du trajet réfléchi sur un terrain accidenté. Celui-ci comporte plusieurs aspérités affectant la réflexion. On considère que le point de réflexion est plus éloigné, par rapport à l'antenne émettrice, que dans le premier cas.

Après quelques développements mathématiques de la géométrie des deux trajets, l'évanouissement maximum est évalué par la formule suivante:

$$E \approx \frac{1}{\gamma \cdot \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.14)$$

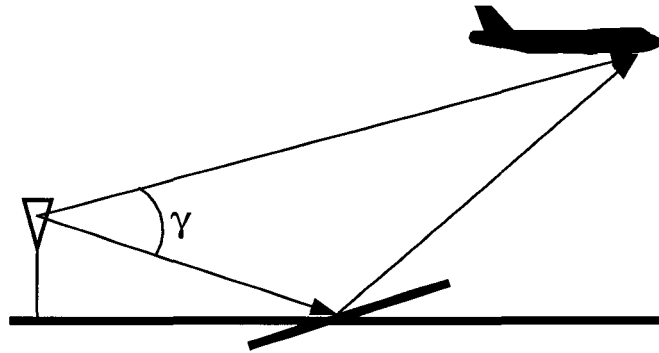


Figure 2.2 Scénario de terrain accidenté pour le modèle à deux trajets

où γ est l'angle d'ouverture des deux trajets illustré sur la figure 2.2. On remarque que cet angle est le principal contributeur des évanouissements sur ce type de terrain. Tous les autres paramètres géométriques ne sont d'aucune importance.

2.5.3 Terrain montagneux

Le troisième cas, illustré par la figure 2.3, envisage la propagation d'un trajet réfléchi sur la surface accidentée d'une montagne de hauteur inférieure à l'antenne émettrice.

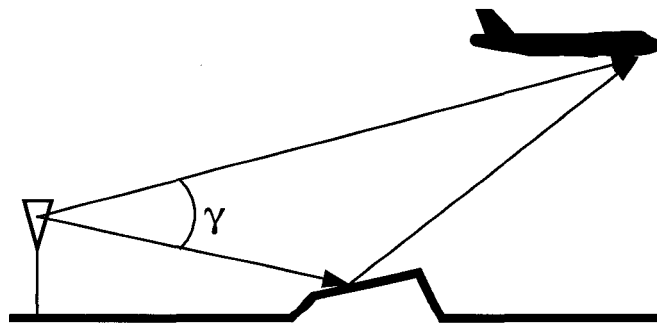


Figure 2.3 Scénario de terrain montagneux pour le modèle à deux trajets

Après quelques développements mathématiques, l'évanouissement maximum est évalué par la même formule (2.14) du deuxième cas avec un terrain accidenté. En définitive, l'angle d'ouverture est le facteur principal contribuant aux évanouissements.

2.6 Quelques résultats analytiques

Le modèle à deux trajets propose donc une solution déterministe afin d'évaluer l'évanouissement maximum selon la géométrie de propagation des trajets direct et réfléchi. Une analyse statistique de ce modèle démontre que les résultats sont approximativement les mêmes que ceux de l'approche déterministe. Ainsi, il est possible de comparer les résultats des modèles empiriques déjà établis pour des liaisons terrestres et satellites avec celui pour des liaisons aériennes.

Afin de conclure cette section, deux figures sont présentées illustrant le scénario de transmission suivant: une liaison aérienne dont la distance terrestre entre l'antenne émettrice et réceptrice est de quarante kilomètres avec une fréquence porteuse de deux GHz. La figure 2.4 présente tout d'abord l'angle d'ouverture en fonction de la hauteur de l'avion. On suppose que le point de réflexion est assez éloigné et qu'il est de hauteur inférieure à l'antenne émettrice (< 100 mètres). La figure 2.5, quant à elle, présente la grandeur des évanouissements en fonction de l'angle d'ouverture. On suppose ici une hauteur de 10 mètres pour l'antenne terrestre avec un point de réflexion éloigné de 100 mètres. On observe donc que pour obtenir un évanouissement maximum de 15 dB, l'angle d'ouverture doit être d'environ deux degrés. Celui-ci représente un avion circulant à une hauteur de 1500 mètres. En somme, plus l'altitude de l'avion est grande, plus la grandeur des évanouissements maximum est petite.

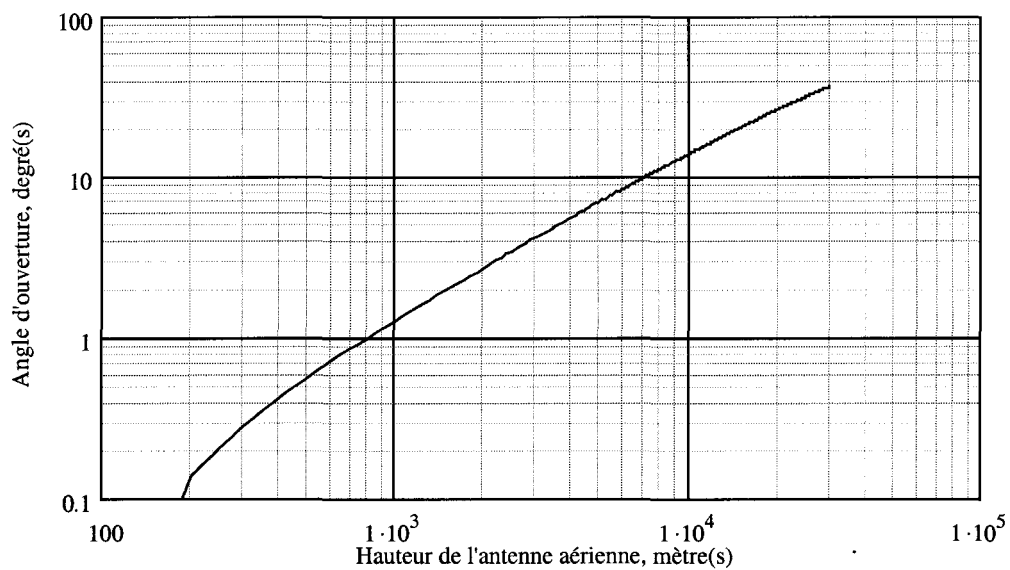


Figure 2.4 Angle d'ouverture vs hauteur de l'antenne aérienne
(Adapté de S. Loyka, [8])

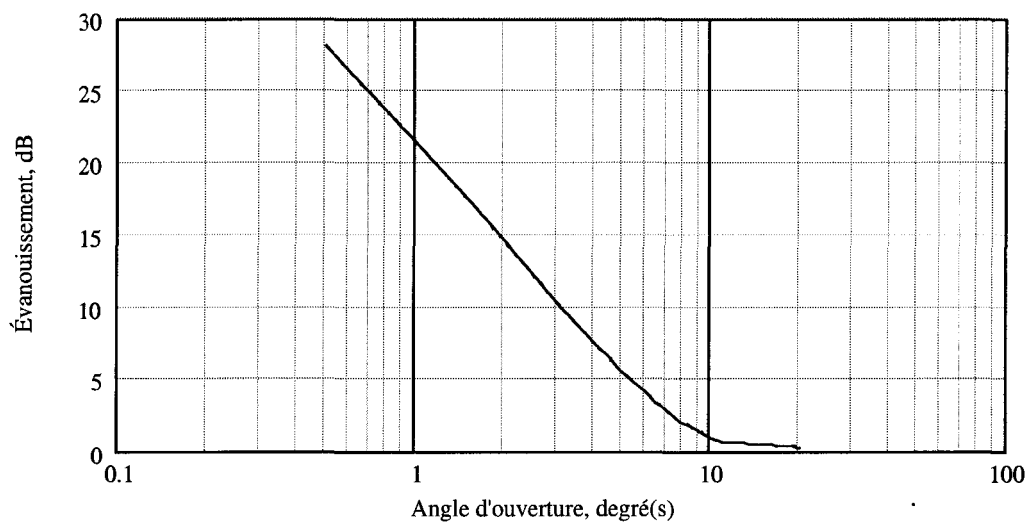


Figure 2.5 Grandeur des évanouissements vs l'angle d'ouverture
(Adapté de S. Loyka, [8])

2.7 Conclusion

Ce chapitre présente deux modèles de propagation des ondes dans un canal à évanouissement: les canaux de Rice et de Rayleigh. Ces modèles analysent l'amplitude du signal reçu. Le canal de Rice constitue un modèle probabiliste de la propagation d'une composante directe et de plusieurs composantes réfléchies. Le canal de Rayleigh est similaire au canal de Rice mais ne comporte pas de composantes directes. De plus, chaque composante est définie par les paramètres affectant la propagation tel l'atténuation, le délai et la fréquence Doppler. Finalement, l'utilisation des modèles de probabilité de perte du signal pour des liaisons terrestres et spatiales n'est pas convenable pour une liaison aérienne. Certains paramètres non considérés affectent particulièrement les performances d'une transmission radio. Ainsi, un modèle exprimant le signal reçu en fonction de deux trajets, direct et réfléchi, est plus approprié pour une liaison aérienne.

Le chapitre suivant présente les résultats expérimentaux avec une analyse globale du comportement de la radio numérique programmable dans un environnement multitrajet.

CHAPITRE 3

RÉSULTATS DES EXPÉRIMENTATIONS

3.1 Introduction

Ce chapitre présente les performances de la radio numérique programmable, dans un canal multitrajet, à travers sept expériences faites en laboratoire. Après une description sommaire de l'environnement de mesure et de l'émulateur de canal, les résultats expérimentaux seront illustrés graphiquement, suivi d'une analyse des performances pour chaque expérience. Le modèle théorique à deux trajets sera ensuite évalué selon les résultats, et les régions où les performances satisfaisantes et insatisfaisantes seront différenciées pour deux scénarios de liaison aérienne.

3.2 Description de l'environnement de mesure

Le montage de l'environnement de mesures a été réalisé avec une extrême précaution. Toutes les expériences ont été effectuées dans un environnement climatique stable à l'intérieur d'un bâtiment. Les équipements utilisés ont été vérifiés et calibrés avant chaque mesure. De ce fait, aucune variation significative des résultats n'a été observée pour une cause telle que: des câbles défectueux, une surchauffe avancée, ou une mise à la terre inexistante des équipements. Les critères de fonctionnement de chacun d'entre eux ont été respectés. La figure 3.1 illustre le schéma bloc de l'environnement de mesure.

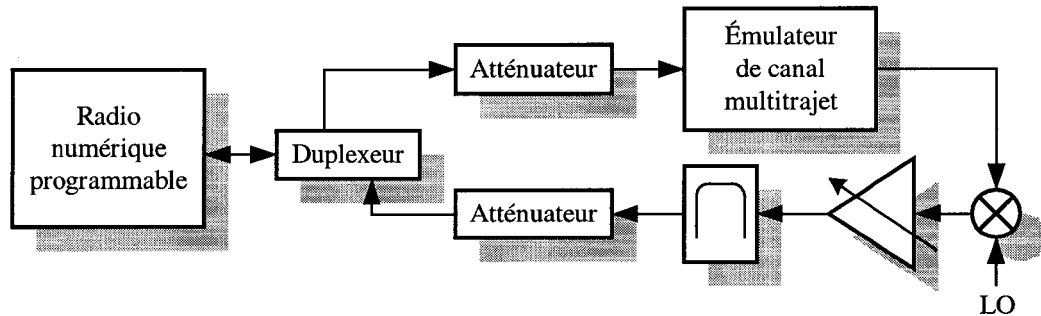


Figure 3.1 Schéma bloc de l'environnement de mesure

La fréquence du transmetteur est de 2 GHz et celle du récepteur est de 1.35 GHz. Ce décalage fréquentiel, effectué sur le signal de sortie de l'éémulateur de canal par le mélangeur illustré sur la figure 3.1, fut nécessaire étant donné que la radio fonctionne dans un mode de multiplexage fréquentiel.

3.3 Fonctionnement de l'éémulateur de canal

L'éémulateur de canal utilisé est le HP11759C de la compagnie Agilent. Cet équipement permet d'éémuler des évanouissements multitrajets sur un signal d'une largeur de bande de 6 MHz à des fréquences porteuses allant jusqu'à 2700 MHz. Deux canaux possédant chacun trois trajets, illustré sur la figure 3.2, peuvent être activés.

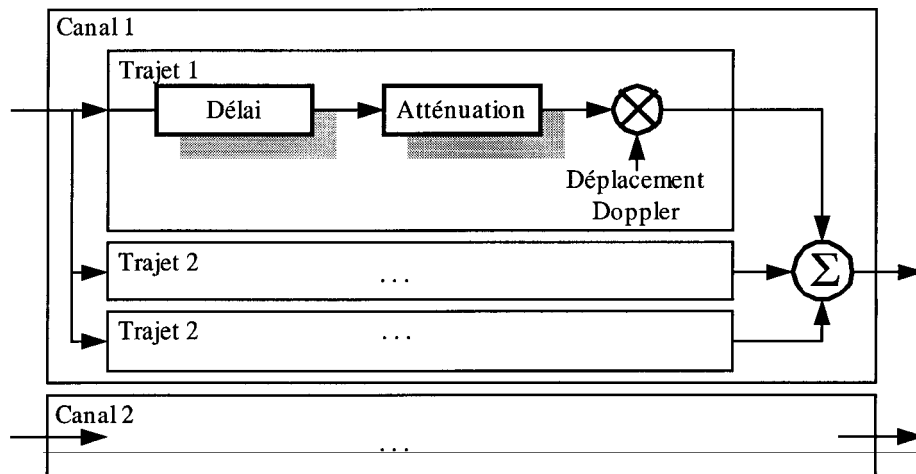


Figure 3.2 Schéma bloc de l'éémulateur de canal

Les paramètres d'atténuation, de délai ainsi que le déplacement Doppler sont ajustables pour chaque trajet. Les valeurs admissibles de chaque paramètre sont illustrées au tableau 3.1.

Tableau 3.1

Paramètres de chaque trajet

Paramètres	Intervalle	Progression
Déplacement Doppler	0 à 425 Hz	0.01 Hz
Délai	0 à 186.18 ms	0.05 ms
Atténuation	0 à 50 dB	0.1 dB

La représentation théorique de ces paramètres est présenté ci-bas afin que le lecteur puisse bien comprendre la signification et l'influence de ces trois paramètres ajustables sur le signal d'entrée.

Les sept expériences ont été effectuées en utilisant un signal 32 QAM TCM. Ce signal, modulé en fréquence intermédiaire, est décrit selon l'équation (3.1) où $I(t)$ et $Q(t)$ sont les fonctions décrivant les niveaux que prennent les points de la constellation dans le temps. Le signal résultant est exprimé sous forme de phaseur à l'équation (3.2).

$$S_{QAM}(t) = I(t) \cdot \cos(w_{IF} \cdot t) + Q(t) \cdot \sin(w_{IF} \cdot t) \quad (3.1)$$

$$S_{QAM}(t) = r(t) \cdot e^{j \cdot w_{IF} \cdot t} \quad (3.2)$$

Une fois modulé en radio fréquence, le signal est exprimé tel que l'équation (3.3). Ce dernier est utilisé par le simulateur de canal comme étant le signal d'entrée qui sera modifié par les paramètres d'atténuation, de délais et d'étalement Doppler.

$$S_{RF}(t) = S_{QAM}(t) \cdot \cos(w_{RF} \cdot t) \quad (3.3)$$

Afin de pouvoir ajuster ces paramètres, une modulation de fréquence est effectuée, à l'intérieur de l'équipement, au signal d'entrée d'abord ainsi qu'au signal de

sortie après avoir été modifié par les trois paramètres. Chaque expérience effectuée comporte l'utilisation d'un trajet direct et d'un trajet réfléchi représenté par $S_1(t)$ et $S_2(t)$ respectivement. Ainsi, le signal de sortie (3.4) est exprimé par la somme des deux signaux modulés en haute fréquence.

$$S_{OUT}(t) = (S_1(t) + S_2(t)) \cdot \cos(w_{RF} \cdot t) \quad (3.4)$$

Les deux trajets sont exprimés par les équations (3.5) et (3.6) où t_D et w_D sont le délai du trajet, exprimé par un retard, et la fréquence de déplacement Doppler produisant une variation de puissance du canal. w_S est la fréquence intermédiaire utilisé par l'émulateur de canal pour traiter le signal en basse fréquence.

$$S_1(t) = S_{QAM}(t - t_{D1}) \cdot e^{j \cdot w_{D1} \cdot (t - t_{D1})} = r(t - t_{D1}) \cdot e^{j \cdot (w_S + w_{D1}) \cdot (t - t_{D1})} \quad (3.5)$$

$$S_2(t) = S_{QAM}(t - t_{D2}) \cdot e^{j \cdot w_{D2} \cdot (t - t_{D2})} = r(t - t_{D2}) \cdot e^{j \cdot (w_S + w_{D2}) \cdot (t - t_{D2})} \quad (3.6)$$

Quant au paramètre d'atténuation, il influence seulement la puissance du signal d'entrée de chaque trajet. La puissance d'un signal 32 QAM TCM est obtenu en utilisant le théorème de Parseval exprimé par l'équation (3.7). Celle-ci est exprimé en watt. L'équation (3.8) est utilisé pour obtenir cette puissance en dBm.

$$P_{EN(watt)} = \frac{1}{T} \cdot \int_{-T/2}^{T/2} |S_{RF}(t)|^2 \cdot dt \quad (3.7)$$

$$P_{EN(dBm)} = 10 \cdot \log \left(\frac{P_{EN(watt)}}{10^{-3}} \right) \quad (3.8)$$

Les équations (3.9) et (3.10) expriment la puissance en watt du trajet direct et du trajet réfléchi.

$$P_{S1(watt)} = 10^{-3} \cdot 10^{\left(\frac{P_{EN(dBm)} - Att_{S1(dB)}}{10} \right)} \quad (3.9)$$

$$P_{S2(watt)} = 10^{-3} \cdot 10^{\left(\frac{P_{EN(dBm)} - Att_{S2(dB)}}{10} \right)} \quad (3.10)$$

3.4 Performances de la radio dans un environnement multitrajet

L'objectif principal était d'observer le comportement des algorithmes du récepteur pour quantifier leurs sensibilités en présence d'évanouissements. Cette section présente les résultats ainsi qu'une description des manœuvres effectuées.

Les expériences illustrent la propagation de deux trajets non-corrélés par canal émulant le trajet direct et réfléchi d'une liaison aérienne. Le trajet direct est caractérisé par un retard nul et une puissance relative à un taux de performance. Le trajet réfléchi, quant à lui, est défini par un retard, une fréquence de déplacement Doppler, et une puissance relative à celle du trajet direct. Les manœuvres effectuées sont décrites pour chacune des expériences. Deux graphiques illustrant le fonctionnement de la radio à des taux binaires respectif de 8.192 et 2.048 Mbits/s sont présentés pour chaque expériences.

Les six premières expériences montrent les performances mesurées dans un canal uniquement (un trajet direct et un trajet réfléchi) alors que la dernière montre les performances dans deux canaux consécutifs (un trajet direct et un trajet réfléchi par canal).

3.4.1 Expérience 1

La première expérience montre la puissance du trajet direct et réfléchi produisant un taux d'erreur de 10^{-5} pour un taux de variation du canal donné. Les mesures ont été prises après avoir effectuées les manœuvres suivantes:

1. Ajuster la puissance du trajet direct, tel qu'illustré à l'équation (3.11), en appliquant un gain à la puissance du signal d'entrée P_{EN} représentant le seuil de performance d'erreur 10^{-5} .

$$P_{S1(Watt)} = 10^{-3} \cdot 10^{\left(\frac{P_{EN(dBm)} + Gain_{S1(dB)}}{10} \right)} \quad (3.11)$$

2. Appliquer une fréquence de déplacement Doppler au trajet réfléchi.
3. Atténuer la puissance du trajet réfléchi, relative à celle du trajet direct, jusqu'à l'obtention d'un taux d'erreur de 10^{-5} tel que représenté à l'équation (3.12).

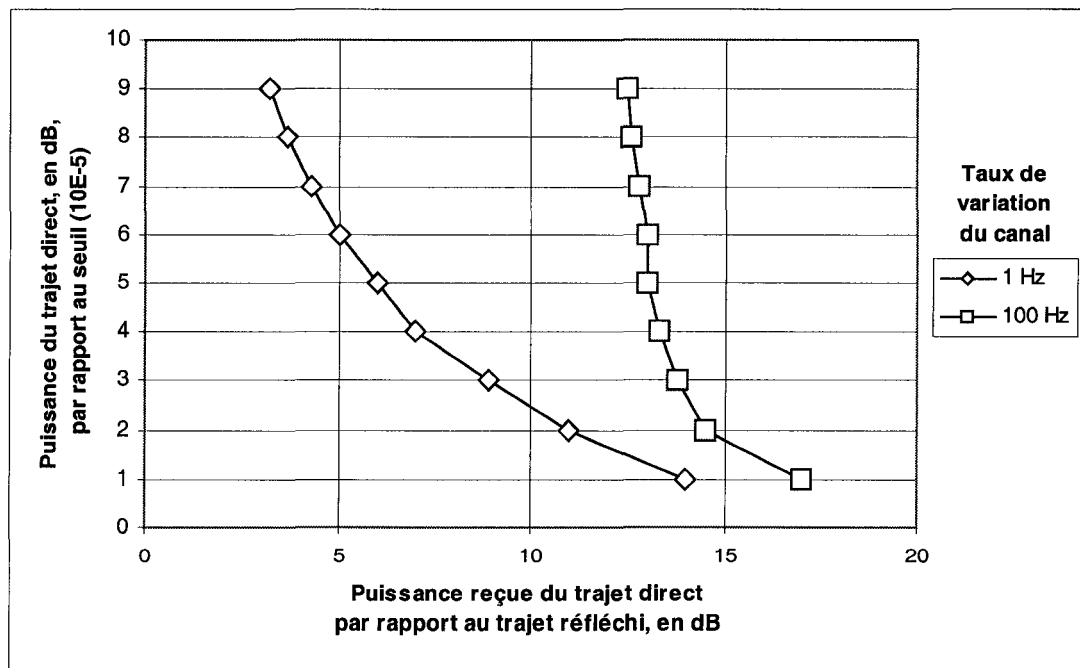


Figure 3.3 Puissance des trajets direct et réfléchi produisant un taux d'erreur de 10^{-5} ,
taux binaire = 8.192 Mbits/s

$$P_{S2(Watt)} = 10^{-3} \cdot 10^{\left(\frac{P_{EN(dBm)} + Gain_{S1(dB)} - Att_{S2(dB)}}{10} \right)} \quad (3.12)$$

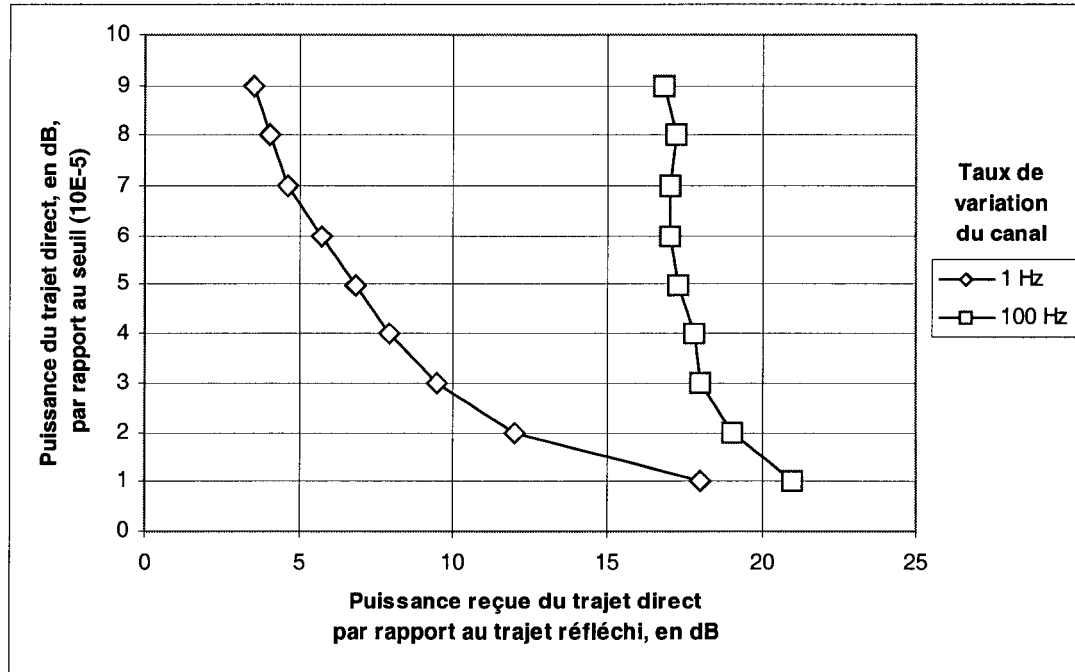


Figure 3.4 Puissance des trajets direct et réfléchi produisant un taux d'erreur de 10^{-5} ,
taux binaire = 2.048 Mbits/s

En observant les résultats aux figures 3.3 et 3.4, on remarque que le comportement de la radio est sensiblement le même pour les deux taux binaires. Par contre, on constate que les performances diminuent lorsque le taux binaire et le taux de variation du canal augmentent.

3.4.2 Expérience 2

La deuxième expérience montre les paramètres du trajet réfléchi amenant la radio dans l'état "Out-Of-Sync". Cette état est décrit par une perte de synchronisation de l'horloge, entre l'information transmise et reçue, pour obtenir un taux d'erreur supérieur à 10^{-2} . Les mesures ont été prises après avoir effectuées les mêmes manœuvres de l'expérience 1 en plus d'ajouter un retard au trajet réfléchi:

1. Ajuster la puissance du trajet direct en augmentant de 10 dB la puissance du signal d'entrée représentant le seuil de performance d'erreur 10^{-5} .
2. Fixer une fréquence de déplacement Doppler au trajet réfléchi de 0.1 à 300 Hz.
3. Appliquer un retard au trajet réfléchi.
4. Atténuer la puissance du trajet réfléchi, relative à celle du trajet direct, pour amener la radio dans l'état "Out-Of-Sync".

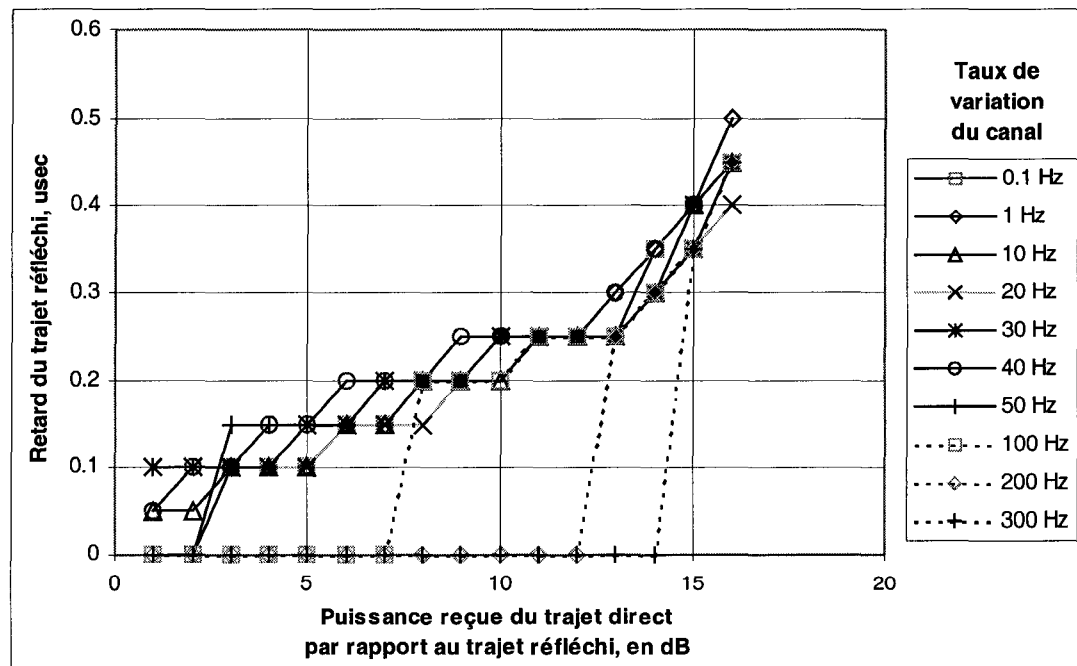


Figure 3.5 Paramètres du trajet réfléchi amenant la radio dans l'état "Out-Of-Sync",
taux binaire = 8.192 Mbits/s

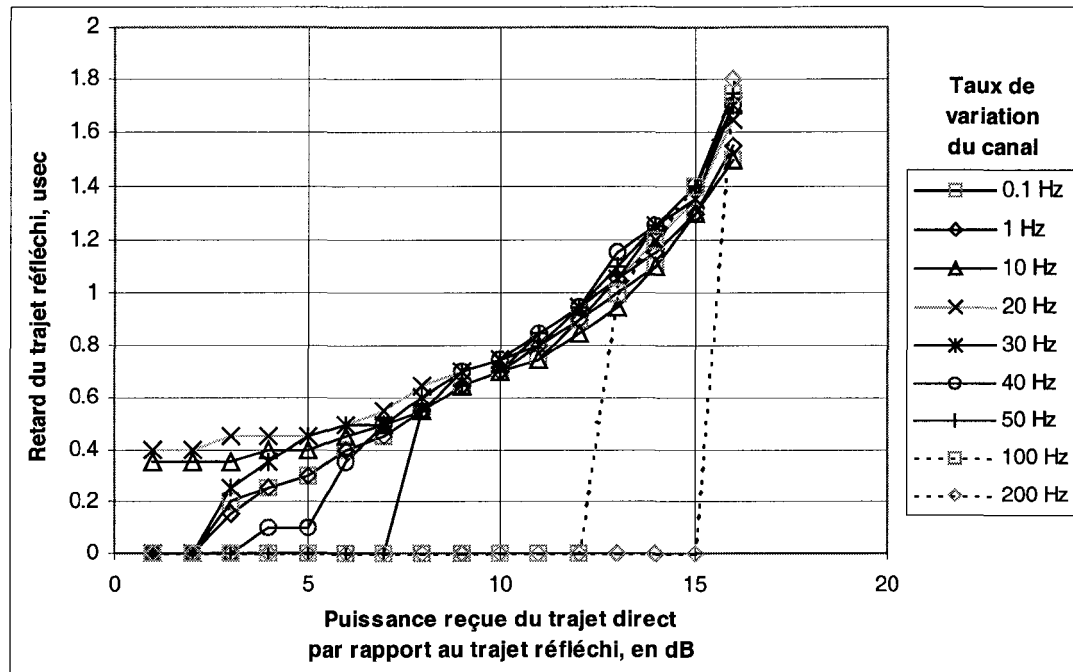


Figure 3.6 Paramètres du trajet réfléchi amenant la radio dans l'état "Out-Of-Sync",
taux binaire = 2.048 Mbits/s

Les résultats de la figure 3.5 et 3.6 conduisent à plusieurs remarques. On observe tout d'abord que le retard maximum toléré par le récepteur s'approche progressivement du taux de symboles lors de l'augmentation de la puissance du trajet direct, par rapport au trajet réfléchi. Les périodes de symboles des taux binaires 8.192 et 2.048 Mbits/s sont respectivement de 0.4845 et 1.894 usec. Ensuite, on aperçoit que plus le taux de variation du canal est grand, plus les évanouissements doivent être petits pour maintenir la synchronisation du signal reçu. On constate également que la radio demeure synchronisée malgré des évanouissements supérieurs à la marge de 10 dB pour certain taux de variation du canal tel que: 10 à 40 Hz pour le taux binaire 8.192 Mbits/s et 10 à 20 Hz pour le taux binaire 2.048 Mbits/s. Effectivement, une différence de puissance de 1 et 2 dB entre le trajet direct et réfléchi représente un évanouissement de 19.27 et 13.74 dB respectivement sans tenir compte du retard.

3.4.3 Expérience 3

La troisième expérience est similaire à la précédente. Elle montre les paramètres du trajet réfléchi amenant la radio dans l'état "Out-Of-Sync". Les mesures ont été prises après avoir effectuées les mêmes manœuvres de l'expérience précédente. La puissance du trajet direct a par contre été ajustée à 20 dB au-delà de la puissance représentant un taux d'erreur de 10^{-5} , et les taux de variation du canal ont été fixés de 0.1 à 50 Hz.

Les observations de l'expérience précédente sont également valides pour celle-ci. Cependant, on constate sur les figures 3.7 et 3.8 que les valeurs de puissance du trajet direct, par rapport au trajet réfléchi, produisent des évanouissements inférieurs à la marge de 20 dB.

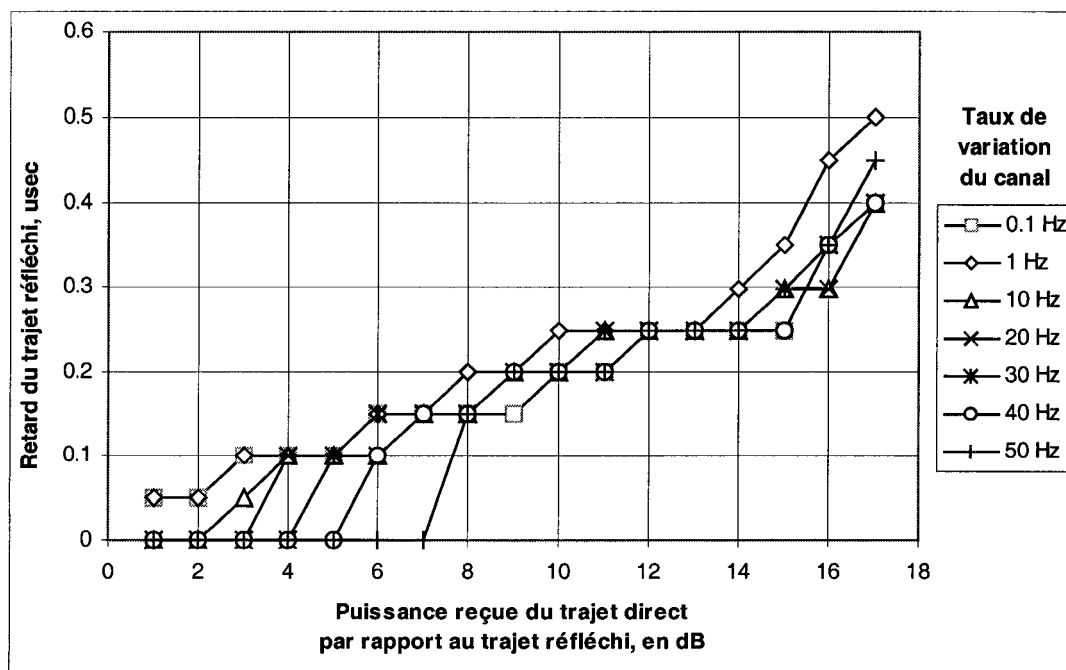


Figure 3.7 Paramètres du trajet réfléchi amenant la radio dans l'état "Out-Of-Sync",
taux binaire = 8.192 Mbits/s

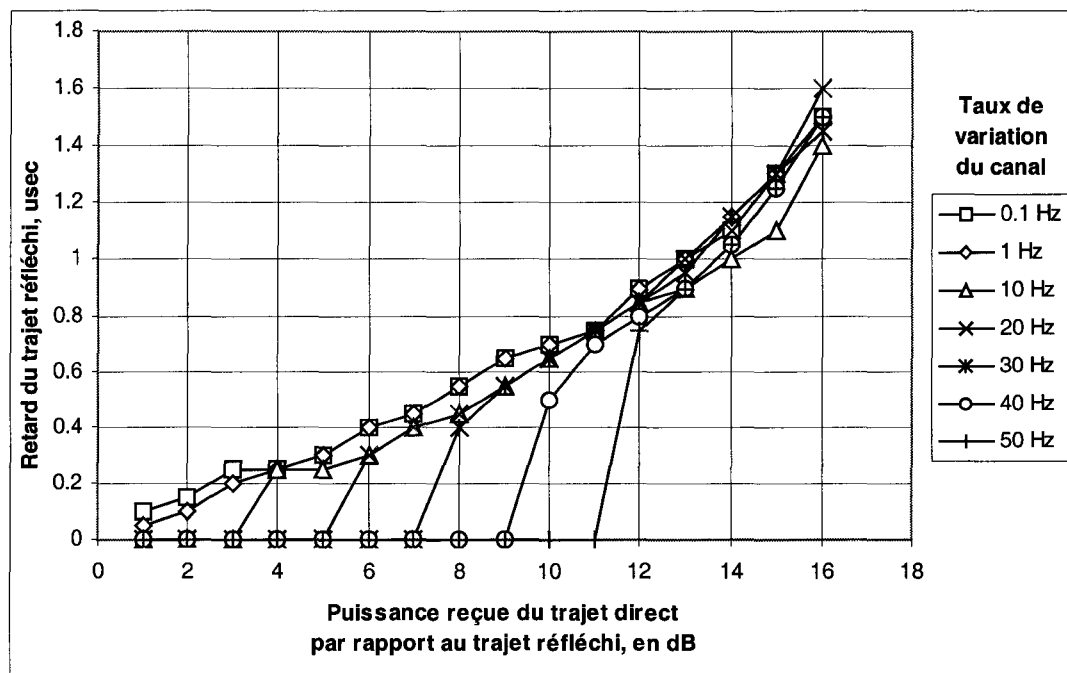


Figure 3.8 Paramètres du trajet réfléchi amenant la radio dans l'état "Out-Of-Sync",
taux binaire = 2.048 Mbits/s

3.4.4 Expérience 4

La quatrième expérience montre les paramètres du trajet réfléchi amenant la radio dans l'état "Out-Of-Sync" lorsque la puissance du spectre varie selon une distribution de Rayleigh. Les mesures ont été prise de façon similaire à l'expérience 2. Par contre, la puissance du trajet réfléchi subit une variation temporelle selon une distribution de Rayleigh. Les mesures ont été prises après avoir effectuées les manœuvres suivantes:

1. Ajuster la puissance du trajet direct en augmentant de 10 dB la puissance du signal d'entrée représentant le seuil de performance d'erreur 10^{-5} .
2. Fixer une fréquence de déplacement Doppler au trajet réfléchi de 0.1 à 400Hz.
3. Appliquer un retard au trajet réfléchi.
4. Atténuer la puissance moyenne du trajet réfléchi, relative à celle du trajet direct, pour amener la radio dans l'état "Out-Of-Sync".

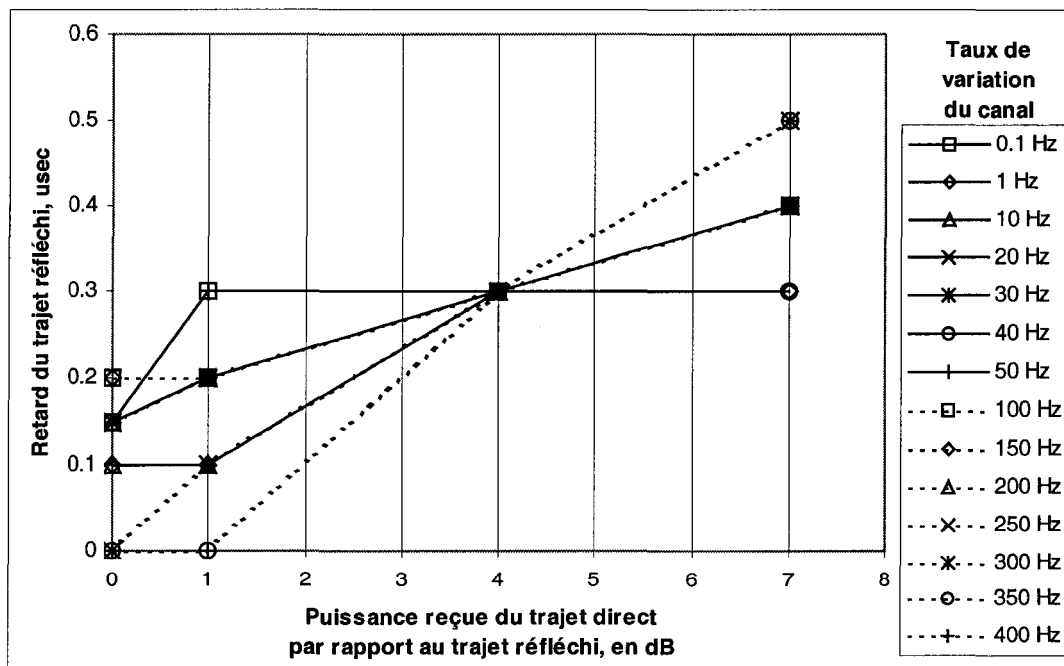


Figure 3.9 Paramètres du trajet réfléchi amenant la radio dans l'état "Out-Of-Sync" lorsque la puissance du spectre varie selon une distribution de Rayleigh, taux binaire = 8.192 Mbits/s

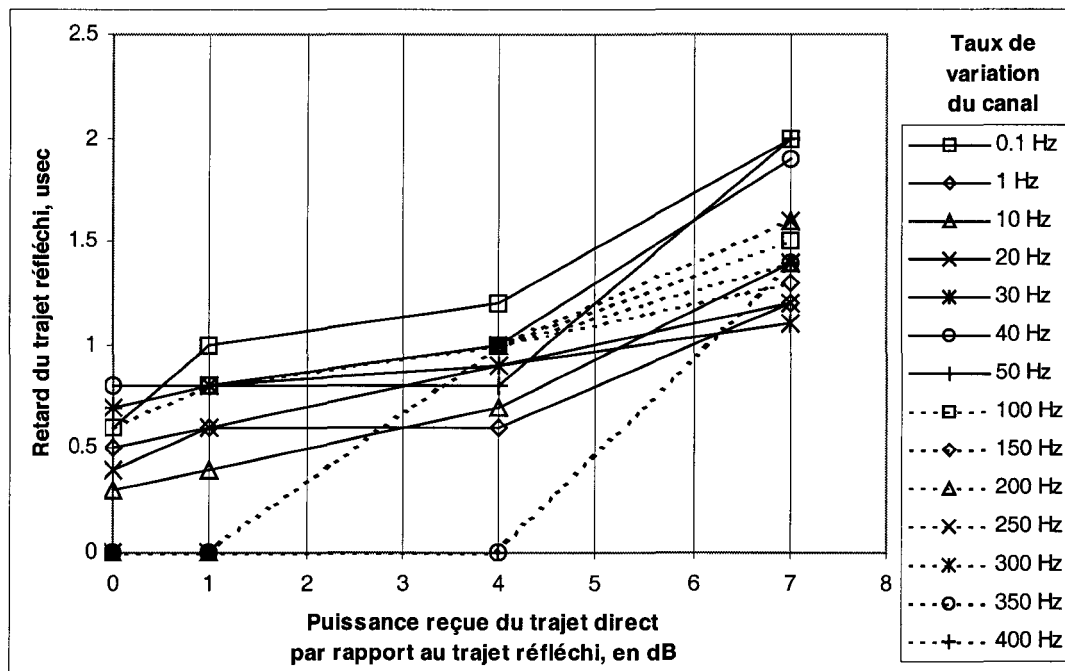


Figure 3.10 Paramètres du trajet réfléchi amenant la radio dans l'état "Out-Of-Sync" lorsque la puissance du spectre varie selon une distribution de Rayleigh, taux binaire = 2.048 Mbits/s

En observant les figures 3.9 et 3.10, on confirme que les remarques de l'expérience 2 sont encore valides. On constate également que les boucles de synchronisation sont très sensibles aux variations instantanées de puissance. Fait à remarquer pour certaines situations, la radio reste synchronisée malgré des évanouissements supérieurs à la marge de 10 dB.

3.4.5 Expérience 5

La cinquième expérience, semblable à la première, montre les paramètres du trajet réfléchi produisant un taux d'erreur de 10^{-4} pour un taux de variation du canal donné. Les mesures ont été prises après avoir effectuées les manœuvres suivantes:

1. Ajuster la puissance du trajet direct en augmentant de 10 dB la puissance du signal d'entrée représentant le seuil de performance d'erreur 10^{-5} .
2. Fixer une fréquence de déplacement Doppler au trajet réfléchi de 0.1 à 50Hz.
3. Appliquer un retard au trajet réfléchi.
4. Atténuer la puissance du trajet réfléchi, relative à celle du trajet direct, jusqu'à l'obtention d'un taux d'erreur de 10^{-4} .

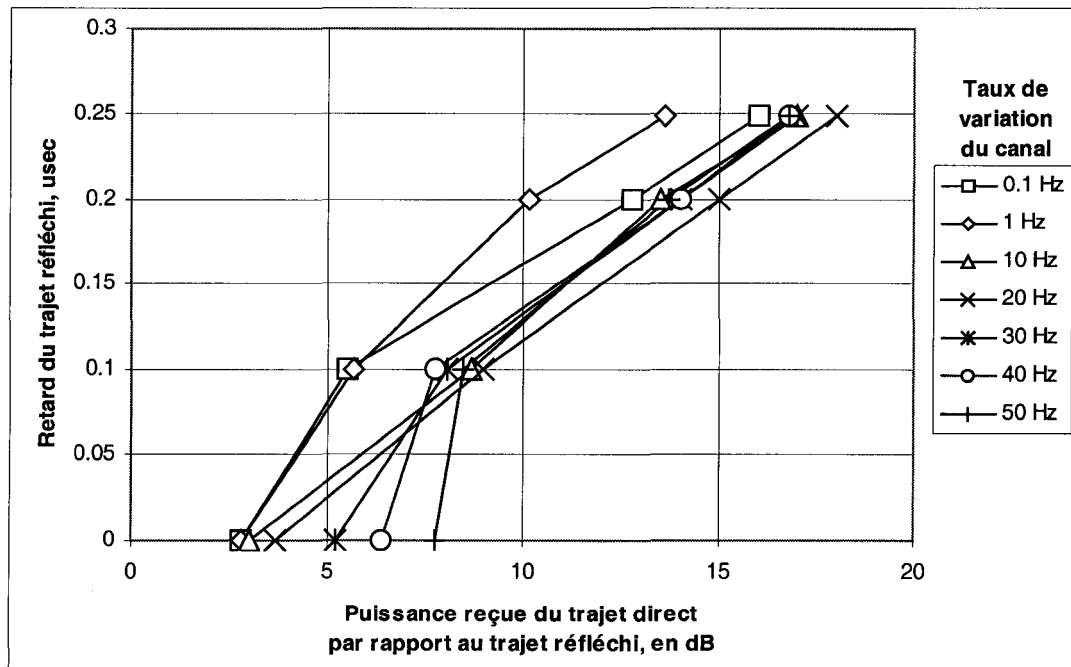


Figure 3.11 Paramètres du trajet réfléchi produisant un taux d'erreur de 10^{-4} ,
taux binaire = 8.192 Mbits/s

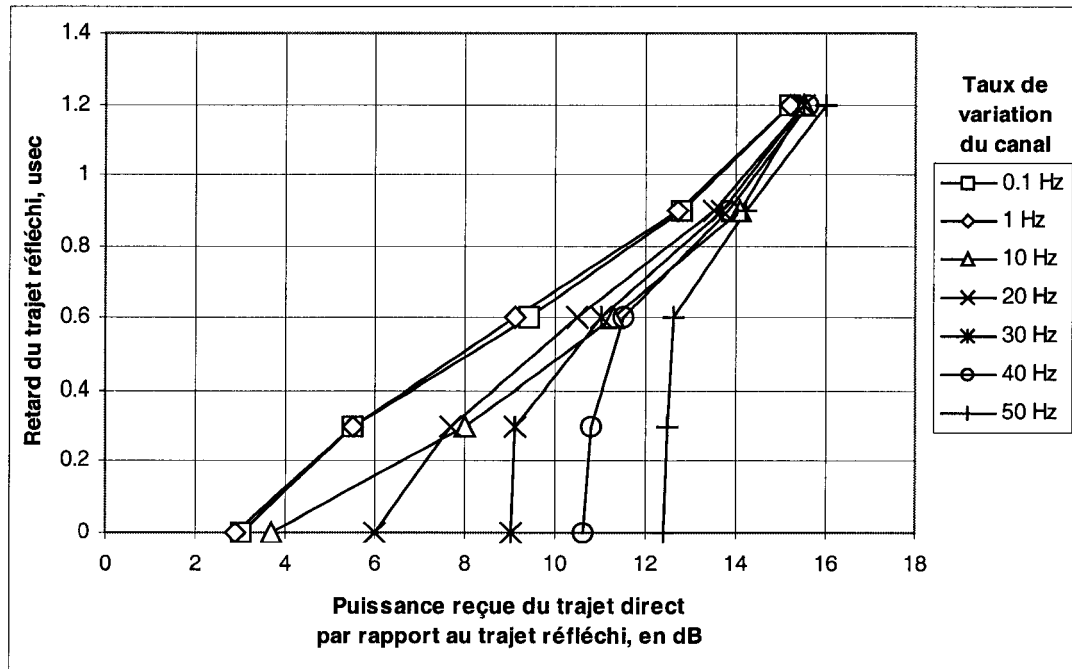


Figure 3.12 Paramètres du trajet réfléchi produisant un taux d'erreur de 10^{-4} ,
taux binaire = 2.048 Mbits/s

L'observation des figures 3.11 et 3.12 confirme les remarques des expériences précédentes. Par contre, on aperçoit que le délai maximum toléré n'atteint jamais le taux de symbole. Effectivement, il sera toujours inférieur aux valeurs mesurées au cours de l'expérience 2.

3.4.6 Expérience 6

La sixième expérience montre les paramètres du trajet réfléchi amenant la radio de l'état "Out-Of-Sync" à "In-Sync". L'état "In-Sync" est obtenu lorsque l'horloge de l'information transmise et reçue est synchronisée pour pouvoir obtenir un taux d'erreur inférieur à 10^{-2} . Les mesures ont été prises après avoir effectuées les manœuvres suivantes:

1. Ajuster la puissance du trajet direct en augmentant de 20 dB la puissance du signal d'entrée représentant le seuil de performance d'erreur 10^{-5} .
2. Fixer une fréquence de déplacement Doppler au trajet réfléchi de 0.1 à 53 Hz.
3. Appliquer un retard au trajet réfléchi.
4. Atténuer la puissance du trajet réfléchi, relative à celle du trajet direct, jusqu'à ce que la radio passe de l'état "Out-Of-Sync" à "In-Sync".

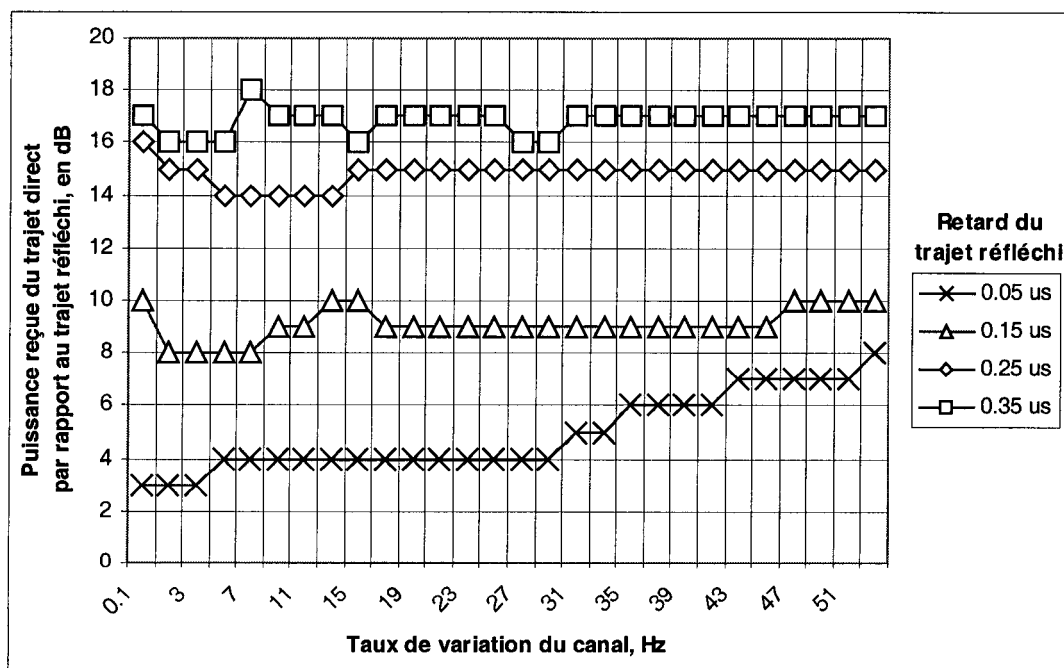


Figure 3.13 Paramètres du trajet réfléchi amenant la radio de l'état "Out-Of-Sync" à "In-Sync", taux binaire = 8.192 Mbits/s

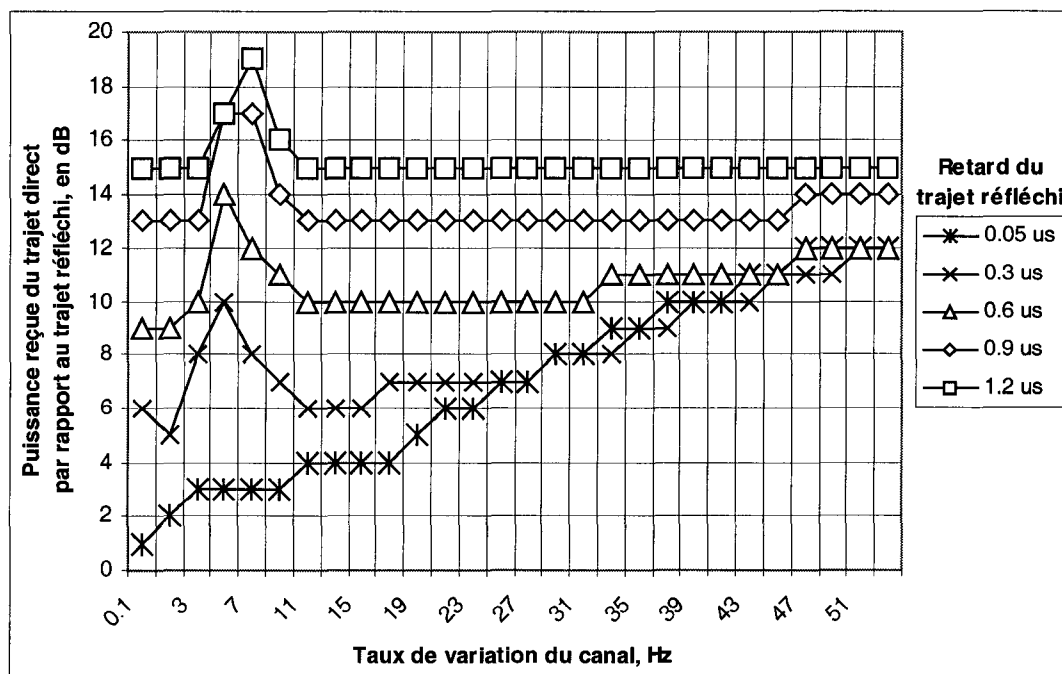


Figure 3.14 Paramètres du trajet réfléchi amenant la radio de l'état "Out-Of-Sync" à "In-Sync", taux binaire = 2.048 Mbits/s

Les figures 3.13 et 3.14 illustrent ainsi les valeurs des paramètres pour lesquels la radio est maintenue dans l'état "In-Sync". On observe que plus le délai est grand, plus la courbe tend vers une constante. Au taux binaire de 2.048 Mbits/s, on aperçoit une abrupte dégradation des performances lorsque le taux de variation du canal se situe entre 3 et 11 Hz. Par contre, aucune variation de cette amplitude n'est présente à 8.192 Mbits/s.

3.4.7 Expérience 7

La septième expérience montre les paramètres d'émulation de deux canaux multitrajets amenant la radio dans l'état "Out-Of-Sync" pour une liaison terrestre avec un relais aérien.

Tableau 3.2

Paramètres d'émulation de deux canaux multitrajets amenant la radio dans l'état "Out-Of-Sync" pour une liaison terrestre avec un relais aérien,
taux binaire = 8.192 Mbits/s

Lien ascendant		Lien descendant	
Paramètres:	Délai (usec):	Délai (usec):	Paramètres:
7dB atténuation 1Hz Doppler (0.15usec OOS 1-lien)	0.1	0.1	7dB atténuation 1Hz Doppler (0.15usec OOS 1-lien)
8dB atténuation 10Hz Doppler (0.4usec OOS 1-lien)	0.15	0.15	8dB atténuation 10Hz Doppler (0.4usec OOS 1-lien)
6dB atténuation 10Hz Doppler (0.15usec OOS 1-lien)	0.1	0.15	9dB atténuation 40Hz Doppler (0.25usec OOS 1-lien)
6dB atténuation 50Hz Doppler (0.15usec OOS 1-lien)	0.05 0.1	0.1 0.05	9dB atténuation 30Hz Doppler (0.2usec OOS 1-lien)
8dB atténuation 1Hz Doppler (0.2usec OOS 1-lien)	0.1	0.05	7dB atténuation 30Hz Doppler (0.2usec OOS 1-lien)
9dB atténuation 40Hz Doppler (0.25usec OOS 1-lien)	0.15	0.05	6dB atténuation 10Hz Doppler (0.15usec OOS 1-lien)
9dB atténuation 10Hz Doppler (0.2usec OOS 1-lien)	0.1 0.05	0.05 0.1	6dB atténuation 40Hz Doppler (0.2usec OOS 1-lien)

Les mesures ont été prises après avoir effectuées les manœuvres suivantes:

1. Une marge d'évanouissement de 10 dB a été établie sur la liaison complète en ajustant les puissances des trajets directs des liens ascendant et descendant.

2. Une combinaison de deux mesures effectuées lors de l'expérience 2 a été sélectionnée arbitrairement pour représenter les liens ascendant et descendant. Celles-ci sont illustrées dans les colonnes *paramètres* des tableaux 3.3 et 3.4. Les paramètres d'atténuation et de déplacement Doppler ont été appliqués au trajet réfléchi de chacun des liens.
3. Finalement, un retard inférieur à la valeur représentée dans la colonne *paramètres* a été appliqué aux deux trajets réfléchis jusqu'à ce que la radio passe à l'état "Out-Of-Sync". Ces valeurs sont illustrées dans la colonne *délai* des tableaux.

Tableau 3.3

Paramètres d'émulation de deux canaux multitrajets amenant la radio dans l'état "Out-Of-Sync" pour une liaison terrestre avec un relais aérien,
taux binaire = 2.048 Mb/s

Lien ascendant		Lien descendant	
Paramètres:	Délai (usec):	Délai (usec):	Paramètres:
7dB atténuation	0.4	0.2	7dB atténuation
1Hz Doppler	0.2	0.4	1Hz Doppler
(0.45usec OOS 1-lien)	0.3	0.25	(0.45usec OOS 1-lien)
10dB atténuation	0.65	0.2	8dB atténuation
10Hz Doppler	0.2	0.55	30Hz Doppler
(0.7usec OOS 1-lien)	0.4	0.4	(0.6usec OOS 1-lien)
6dB atténuation	0.2	0.4	9dB atténuation
40Hz Doppler	0.1	0.55	0.1Hz Doppler
(0.35usec OOS 1-lien)	0.3	0.25	(0.65usec OOS 1-lien)
7dB atténuation	0.35	0.35	8dB atténuation
20Hz Doppler	0.5	0.1	10Hz Doppler
(0.55usec OOS 1-lien)	0.45	0.25	(0.55usec OOS 1-lien)
4dB atténuation	0.15	1	16dB atténuation
30Hz Doppler			50Hz Doppler
(0.35usec OOS 1-lien)			(1.75usec OOS 1-lien)

3.4.8 Analyse globales des résultats

Tous les résultats des expériences convergent sensiblement vers la même conclusion: la radio supporte moins d'interférences inter-symboles en présence d'évanouissements. Ainsi, le retard maximal toléré pour le trajet réfléchi est toujours équivalent ou inférieur au taux de symbole. De plus, la synchronisation des boucles du récepteur est plus difficile à obtenir lorsque la puissance du spectre varie rapidement dans le temps.

En fait, ces résultats illustrent le comportement d'une communication terrestre. La section suivante explore l'application du modèle à deux trajets combiné aux résultats expérimentaux pour deux scénarios de propagation.

3.5 Analyse des résultats expérimentaux combinés au modèle à deux trajets

À partir des résultats expérimentaux exposés dans ce chapitre, une estimation des régions où les performances sont satisfaisantes pour un scénario de propagation peut être obtenue en utilisant les résultats théoriques du modèle à deux trajets. Ces derniers ont permis d'affirmer que le retard maximal du trajet réfléchi toléré par le récepteur dépend de la grandeur des évanouissements. Plus les évanouissements sont grands, plus la valeur maximale du retard supporté est petite. Cette remarque est également confirmée par les résultats expérimentaux.

Cette section comprend deux exemples graphiques illustrant les régions de performances satisfaisantes pour les deux scénarios discutés lors de l'introduction. Celles-ci ont été obtenues selon la formule (3.13) où P_s représente les performances satisfaisantes en fonction de la distance du point de réflexion D et de l'angle d'ouverture γ . Cette équation est exprimée par la multiplication de deux résultats de soustraction

positifs ou négatifs R_{pos} , indiquant une région où les performances sont satisfaisantes et insatisfaisantes respectivement.

$$P_s(D, \gamma) = R_{pos}(ME - (E_v(D, \gamma, h))) \cdot R_{pos}(D_e(D, \gamma, h) - D_t(D, \gamma, h)) \quad (3.13)$$

Le premier résultat représente la marge d'évanouissement ME du système moins la valeur des évanouissements limites [8] qui est fonction de la distance du point de réflexion D , de l'angle d'ouverture γ et de la hauteur de l'antenne de transmission h .

La deuxième soustraction représente le résultat expérimental du retard toléré De du trajet réfléchi relatif au trajet direct moins le résultat théorique du retard maximum obtenu Dt du trajet réfléchi relatif au trajet direct [8] en fonction de la distance du point de réflexion D , de l'angle d'ouverture γ et de la hauteur de l'antenne de transmission h .

3.5.1 Exemples de quelques scénarios

Les graphiques des figures 3.15 et 3.16 présentent les régions où les performances sont satisfaisantes pour deux scénarios de liaison aérienne. Le premier montre un scénario dont les paramètres sont les suivants: une marge d'évanouissement de 10 dB, une distance terrestre de propagation de 40 Km, une fréquence porteuse de 2 GHz, un taux de variation du canal de 40 Hz, et un débit binaire de 8.192 Mbits/s. Le deuxième montre le même scénario avec une distance terrestre de propagation de 120 Km.

Deux régions de couleur sont illustrées selon les paramètres suivants: l'angle d'ouverture des deux trajets (en degré) et la distance du point de réflexion relative à l'antenne de transmission (en Km). La région claire et la région foncée différencient respectivement les performances expérimentales satisfaisantes et non-satisfaisantes des scénarios.

Ainsi, on observe que plus l'angle d'ouverture augmente, plus il est nécessaire que la distance du point de réflexion soit courte pour obtenir des performances satisfaisantes.

Par exemple, pour le premier scénario, un angle d'ouverture de 2 degrés et une distance du point de réflexion de 5 Km ne suffit pas pour obtenir une synchronisation entre les radios du système. Par contre, lorsque l'angle d'ouverture augmente à 8 degrés, il est possible d'obtenir une synchronisation. Cela dit, ce sont les performances de la radio numérique programmable qui limitent substantiellement les régions où les performances sont satisfaisantes car les limites théoriques du système sont assez large si on se réfère à la figure 2.5.

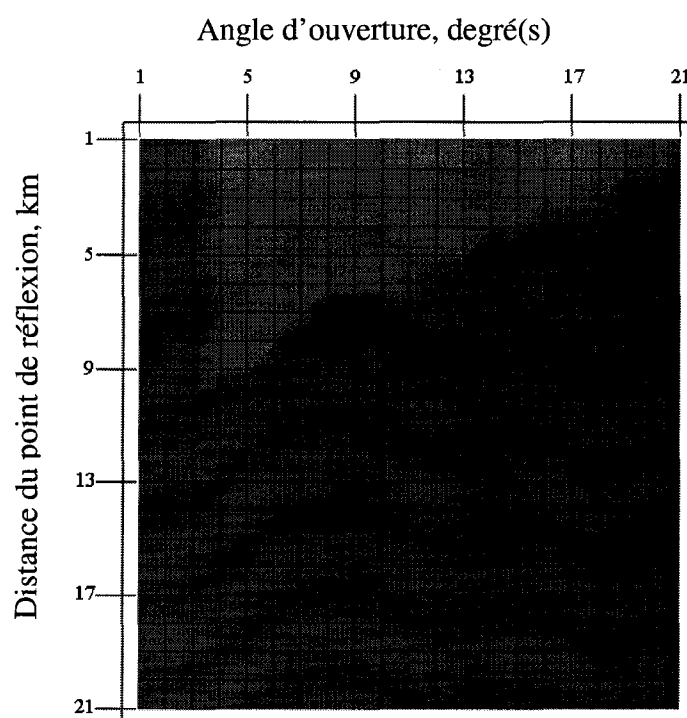


Figure 3.15 Régions de performances de la radio pour le scénario 1
(Adapté de S. Loyka, [8])

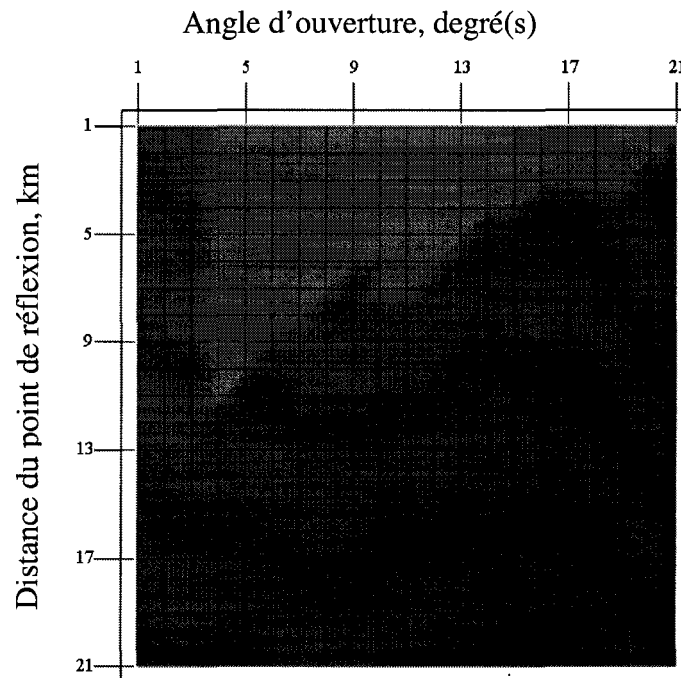


Figure 3.16 Régions de performances de la radio pour le scénario 2
(Adapté de S. Loyka, [8])

3.6 Conclusion

Ce chapitre a présenté les résultats de sept expériences effectuées avec la radio numérique programmable émulant une communication micro-onde dans un canal multitrajet. Ces résultats ont démontré des performances discutables. En effet, l'addition d'un trajet réfléchi au signal reçu nuit considérablement au fonctionnement efficace des algorithmes actuels des boucles de synchronisation. De plus, l'analyse de scénarios de propagation utilisant le modèle à deux trajets a dévoilé plusieurs limites d'utilisation de la radio. Certaines modifications devront être apportées au récepteur pour satisfaire les critères du projet initial. Le chapitre suivant expose quelques solutions techniques visant à améliorer les performances de la radio en présence d'évanouissements et d'interférences inter-symboles.

CHAPITRE 4

SOLUTIONS D'AMÉLIORATION DES PERFORMANCES DU SYSTÈME

4.1 Introduction

Ce chapitre expose quelques solutions pour améliorer les performances du système de communication micro-ondes avec un relais aérien. Les expériences présentées au chapitre 3 ont démontré des performances insatisfaisantes en présence d'évanouissements dispersifs. Certaines modifications seraient nécessaires afin de satisfaire tous les critères du projet initial. Les solutions proposées impliquent des modifications au récepteur de la radio numérique programmable qui sont données à titre de recommandation pour une évaluation expérimentale ultérieure. Ces modifications sont: un changement du type de modulation, une amélioration des performances des AGC, l'ajout d'un égaliseur, l'utilisation d'une technique de codage avec entrelaceur et quelques changements dans la section RF tel que les antennes. Ceux-ci pourraient augmenter les régions de performances satisfaisantes illustrées aux figures 3.15 et 3.16.

4.2 Changement du type de modulation

Les expériences du chapitre précédent ont été effectuées en utilisant un signal modulé 32 QAM TCM. Le signal transmit résultant de cette modulation est caractérisée par des changements constants d'amplitudes et de phases. De ce fait, la démodulation de ce signal combiné aux distorsions introduites par le canal multitrajet s'avère très difficile. Un changement du type de modulation permettrait ainsi d'éliminer plusieurs problèmes conceptuels et d'améliorer les performances de la radio.

L'utilisation d'une modulation moins sensible aux évanouissements serait avantageuse pour certains scénarii de communication du projet. La modulation QPSK, DQPSK ou OQPSK pourrait par exemple convenir parfaitement lors de la transmission à très haute altitude. Le traitement de démodulation serait simplifié étant donné que les erreurs de phase seraient moins importantes. Par contre, l'efficacité spectrale ne serait pas équivalente. Une diminution du débit binaire serait ainsi obligatoire pour utiliser adéquatement le spectre alloué.

4.3 Boucles de contrôle automatique du gain

Les boucles de contrôle automatique du gain (AGC) permettent d'ajuster la puissance du signal reçu dans la plage dynamique des circuits numériques. Pour ce faire, la vitesse d'ajustement doit être proportionnelle au taux de variation de ce signal. Le récepteur de la radio contient trois AGC illustrés sur la figure 4.1. Le premier corrige les variations du signal provenant du canal avec une constante de temps très lente. Le deuxième et le troisième suivent les variations provoquées par les composantes de la chaîne de réception avec une constante de temps d'environ 2 ms chacun.

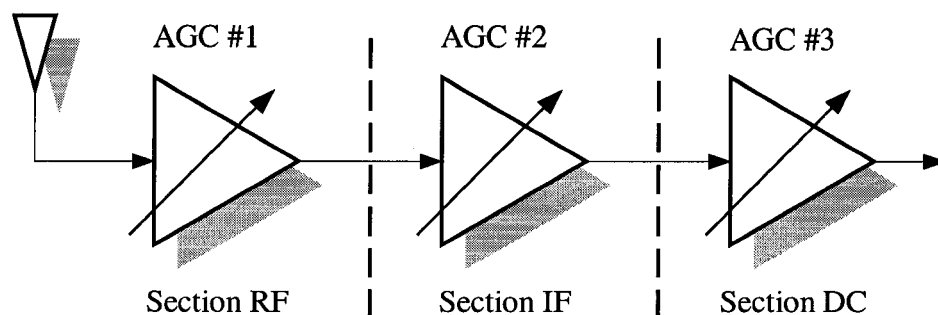


Figure 4.1 Chaîne des AGC au récepteur

Cette topologie fut implantée en fonction d'un taux de transmission de 256 kbits/sec. Elle n'est pas idéale pour corriger les variations de puissance instantanées provoquées par les évanouissements d'un canal multitrajet lors des transmissions à 2.048

et 8.192 Mbits/sec. Une constante de temps de correction de 10 ou même 40 fois plus rapide améliorerait substantiellement le traitement du signal subséquent. Ainsi, ce dernier serait plus stable pour la démodulation en fréquence et la conversion analogique à numérique.

Par exemple, la période d'un canal variant à 40 Hz est d'environ 4 ms. De ce fait, en diminuant la constante de temps de correction à 40 μ s, la démodulation du signal reçu serait moins affectée par les changements d'amplitudes périodiques. Le système tolérerait alors cet étalement Doppler. Les performances d'erreurs et les régions de performances satisfaisantes globales en seraient améliorées.

4.4 Égaliseur

Le délai de propagation entre le trajet direct et un trajet réfléchi peut parfois être supérieur à une période de symbole. Ces délais introduisent de l'interférence intersymboles lors de la démodulation. L'utilisation d'un égaliseur permet de compenser ces interférences en adaptant la réponse impulsionnelle du filtre de mise en forme.

Le récepteur de la radio numérique programmable contient un circuit numérique, le FIR, égalisant les distorsions causées par le câble entre la radio et l'antenne. L'implantation d'un second égaliseur permettrait de compenser les distorsions du canal et d'améliorer les performances de la radio. Effectivement, l'étude théorique des scénarios de liaison aérienne en [8] a démontré que le délai du trajet réfléchi pouvait à plusieurs reprises être supérieur à la période d'un symbole.

Ainsi, un égaliseur adaptatif avec un latence de N symboles augmenterait les régions de performances satisfaisantes car un retard de $N \cdot (\text{période de symbole})$ sur le trajet réfléchi serait toléré. Cette amélioration pourrait doubler les régions de performances satisfaisantes illustrés sur la figure 3.15 et 3.16 lorsque $N = 10$.

Plusieurs caractéristiques d'implantation devront cependant être considérées tel que le cycle de programmation des coefficients, et le type de correction des erreurs cumulées.

4.5 Technique de codage et décodage avec entrelaceur

La prochaine solution proposée implique la modification des techniques de codage et décodage. Le décodeur de Viterbi utilisé actuellement améliore les performances d'erreur pour des canaux avec bruit gaussien. Il a démontré une certaine inefficacité en présence d'évanouissements et d'interférence inter-symbole lors des expériences du chapitre 3. L'utilisation d'une technique de codage et de décodage avec entrelaceur et délaceur pourrait améliorer les performances d'erreur pour les scénarios du projet.

L'entrelacement est une méthode efficace pour diminuer l'effet néfaste des longs évanouissements [9]. Cette technique consiste à désordonner les symboles codés avant transmission et à les réordonner à la réception [9] tel qu'illustré sur la figure 4.2. Ces opérations ont pour effet de transformer le canal en un canal sans mémoire et elles nous assurent ainsi que les atténuations de chaque symbole reçu sont statistiquement indépendantes [10]. La figure 4.2 montre le diagramme d'un système de communication avec codage utilisant un entrelaceur et un délaceur.

Cette technique ne pourrait pas être appliquée pour des scénarios de relais aérien même lorsque le taux de variation du canal est très grand. Par exemple, pour un taux de variation du canal de 100 Hz et une période de décodage d'environ 150 symboles, la latence de la matrice d'entrelacement devrait être d'environ 240 ms soit 2 Mbits pour un taux de transmission de 8.192 Mbits/sec. Cette latence mesurée en unité de temps est constante pour tous les taux de transmission. Elle est généralement inacceptable pour la transmission de la voix.

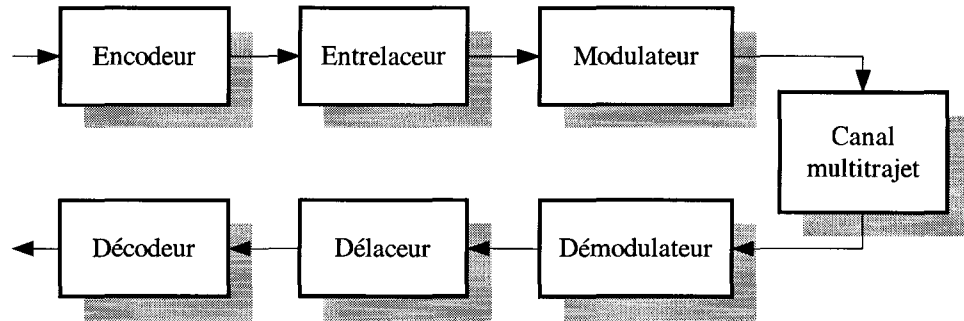


Figure 4.2 Diagramme d'un système de communication avec codage et entrelacement

4.6 Changements des antennes du système

La dernière solution proposée comporte un changements des antennes du système. Tout d'abord, un changement des antennes ayant un gain d'antenne plus élevé permettrait d'augmenter la marge d'évanouissement du système et d'élargir substantiellement les régions de performances satisfaisantes. L'utilisation de ces antennes peut améliorer la marge d'évanouissement de 4 dB [8]. Ceci améliorerait substantiellement les performances illustrées sur les figures 3.15 et 3.16.

Ensuite, l'utilisation d'antennes directionnelles comparativement aux antennes omnidirectionnelles permettraient d'éliminer considérablement les réflexions du signal transmis. Les performances du système en serait grandement améliorées étant donné que les dégradations du signal reçu sont principalement causé par le trajet réfléchi.

4.7 Conclusion

Ce chapitre a présenté quelques solutions permettant d'améliorer les performances de la radio numérique programmable dans un canal multitrajet. Ces solutions permettraient d'élargir les régions de performances satisfaisantes des scénarios de liaison aérienne. Tout d'abord, le changement du type de modulation éliminerait

plusieurs problèmes conceptuels d'une transmission d'amplitude et de phase variable. L'ajustement des constantes de temps des AGC permettrait ensuite de suivre les variations de puissance du canal multitrajet beaucoup plus efficacement. L'ajout d'un égaliseur pourraient également compenser les distorsions d'amplitudes et de phase du canal et ainsi réduire les interférences inter-symboles. L'implantation d'une technique de codage et décodage avec entrelaceur et délaceur diminuerait l'effet néfaste des longs évanouissements mais ne semble pas appropriée aux scénarios du projet. Finalement, un changement des antennes omnidirectionnelles permettrait d'élargir la couverture du système et d'améliorer substantiellement les performances des radios avec des antennes directionnelles.

CONCLUSION

Ce mémoire a présenté une étude analytique et expérimentale d'un lien radio aérien. Le travail comporte d'abord une introduction sommaire de la radio numérique programmable, utilisée lors des expérimentations, en expliquant chacune des sections du traitement du signal au transmetteur et récepteur. Les sous-systèmes sensibles aux évanouissements ont été plus particulièrement analysés telles les boucles de contrôle du gain de puissance et les boucles de synchronisation de l'horloge et de la porteuse.

Une brève étude théorique des canaux multitrajets de Rice et de Rayleigh a été abordée. Les modèles de probabilité de perte du signal pour des liaisons terrestres et spatiales ont également été examinés. Le modèle à deux trajets, retenu dans le cadre de cette étude, a été documenté plus en détail.

Les performances de la radio lors d'une communication entre un mobile terrestre et aérien ont ensuite été évaluées à partir d'expérimentations faites avec un émulateur de canal multitrajet. Les résultats ont démontré plusieurs limites de fonctionnement des algorithmes de démodulation en présence d'évanouissements et d'interférences inter-symboles. Les régions de performances satisfaisantes ont été illustrées pour deux scénarios de communication

Finalement, quelques solutions permettant d'améliorer les performances de la radio numérique programmable dans un canal multitrajet ont été proposées. Celles-ci sont : un changement du type de modulation, l'ajustement des constantes de temps des AGC, l'ajout d'un égaliseur, l'implantation d'une technique de codage et décodage avec entrelaceur et délaceur, et le changement du type d'antenne.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] CMC engineering. Prime item development specification for a full duplex radio modem, rapport technique. Montréal, Canada: ETS.
- [2] D. R. Smith (1993). Digital transmission systems (2^e éd.). New York: Chapman & Hall.
- [3] J. G. Proakis (1995). Digital communications (3^e éd.). New York: Mc Graw-Hill.
- [4] W. T. Barnett (1972). Multipath Propagation at 4, 6, and 11 GHz. The Bell System Technical Journal, 51(2), pp. 321-361.
- [5] R.L. Olsen, B. Segal (1992). New Techniques for Predicting the Multipath Fading Distribution on VHF/UHF/SHF Terrestrial Line-of-Sight Links in Canada. Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering, 17(1), pp. 11-23.
- [6] R.L. Olsen, T. Tjelta (1999). Worldwide Techniques for Predicting the Multipath Fading Distribution on Terrestrial LOS Links: Background and Results of Tests. Transactions on Antenna and Propagation IEEE, 47(1), pp. 157-170.
- [7] ITU-R Recommendation P.618-6 (1999). Propagation Data and Prediction Methods Required for the Design of Earth-Space Telecommunication Systems. Geneva, Switzerland: ITU.
- [8] S. Loyka (2000), Propagation modeling for high-altitude microwave radio relay links. Montréal, Canada: ETS.
- [9] C. Cardinal (1994), Recherche de modulations codées adaptées aux canaux indépendants à évanouissements lents de Rayleigh. Montréal, Canada: ETS.
- [10] C. Schlegel, J.D. Jr. Costello (1989). Bandwidth Efficient Coding for Fading Channels: Code Construction and Performances Analysis. Journal on Selected Areas in Communication IEEE, 7(9), pp. 1356-1368.